

# Trabajo Fin de Grado Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

## Diseño de un Sistema de Comunicaciones Ópticas Coherentes DP-QPSK a 100 Gbps

Autor: Guillermo Palomino Lozano

Tutor: Alejandro Carballar Rincón

**Dep. Ingeniería Electrónica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla**

Sevilla, 2018





Trabajo Fin de Grado  
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

# **Diseño de un Sistema de Comunicaciones Ópticas Coherentes DP-QPSK a 100 Gbps**

Autor:

Guillermo Palomino Lozano

Tutor:

Alejandro Carballar Rincón

Catedrático de Universidad

Dep. Ingeniería Electrónica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018





Trabajo Fin de Grado:   Diseño de un Sistema de Comunicaciones Ópticas Coherentes DP-QPSK  
a 100 Gbps

Autor:           Guillermo Palomino Lozano  
Tutor:           Alejandro Carballar Rincón

El tribunal nombrado para juzgar el trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes profesores:

Presidente:

Vocal/es:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:



# Agradecimientos

---

La verdad, parecía imposible llegar a estas líneas cuando comencé a redactar este Trabajo Fin de Grado, pero aquí estoy. Han sido meses de duro trabajo y dedicación, pero estoy seguro de que todo ha merecido la pena. En primer lugar, me gustaría agradecer a todos mis compañeros y amigos de la carrera por compartir estos cuatro años conmigo. *"La unión hace la fuerza"*, y vosotros lo habéis demostrado. Abraham, Dani, Diego, Ilde, Javi, Jesús y Sergio. Esto solo acaba de comenzar.

Quiero agradecer a los profesores D. Francisco Javier Payán Somet y D. Juan José Murillo Fuentes por haber realizado un gran trabajo diseñando la plantilla de L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X sobre la cuál está redactado este documento. Sinceramente, esta plantilla me parece una auténtica obra de arte, y estoy seguro que fomentará a que los demás compañeros descubran esta poderosa herramienta. Me gustaría darle las gracias al tutor de este trabajo, D. Alejandro Carballar, por haber conseguido que haya trabajado de una forma que nunca antes hubiera imaginado, y por hacerme entender que este es mi primer documento como profesional. Tras un año persiguiéndolas, las comunicaciones ópticas se han ganado un hueco dentro de mí. Tampoco quiero olvidarme de una persona que para mí ha sido mi mentor estos dos años y del que sin duda he aprendido muchísimo. Te debemos muchísimo, Juan Antonio.

Me gustaría dedicar estas últimas líneas a aquellos que siempre han estado junto a mi lado. A ti, Sara, gracias por entrar en mi vida y formar parte de mí. A mi hermana Celia, te deseo lo mejor en tu nueva aventura, no tengo la menor duda de que podrás con todo lo que te propongas. A mis padres, simplemente gracias por habernos dado lo mejor y siempre habernos educado con una sonrisa bajo el rostro. Vosotros estaréis orgullosos de los hijos que tenéis, pero nosotros estamos orgullosos de los padres que tenemos.

*Guillermo Palomino Lozano  
Alumno de 4º de GITT*

*Entre Cáceres y Sevilla, 2018*



# Resumen

---

En la actualidad, es ampliamente conocido el auge que está teniendo el tráfico de datos por todo el mundo. Ante este descontrolado crecimiento, se hace necesario el desarrollo de sistemas de telecomunicación con capacidades para poder soportar toda la demanda existente. Hoy en día, los sistemas de comunicaciones ópticos están muy bien posicionados al respecto, debido a sus altas prestaciones y su relativo bajo coste. Por tanto, existe un amplio despliegue por todo el territorio de redes de dicho tipo.

En este trabajo se propone un diseño completo de un sistema de comunicaciones óptico, englobado en la rama de estudio que se conoce como Comunicaciones Ópticas Coherentes, que trata de establecer una solución ofreciendo una comunicación con una fibra monomodo a una velocidad extremadamente alta. Adicionalmente, se ha realizado una simulación al diseño propuesto cuyos resultados son introducidos a lo largo del documento.



# Abstract

---

Nowadays, it is known that data traffic is growing faster than we could imagine. For this reason, it becomes necessary to develop new telecommunication systems that are able of supporting all these demand. Optical communication system are capable to do this, because of their good performance and their relative low cost. Therefore, optical network are being deployed all over the world.

In this project, a complete optical communication system design is proposed. In particular, the design uses coherent optical techniques which allow to present a single-mode fiber with high data rate solution for optical network. Additionally, a simulation has been also developed, and its results are introduced during the document.





# Índice Abreviado

---

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
<i>Índice Abreviado</i>	VII
<i>Lista de acrónimos</i>	XI
<b>1 Motivación inicial e introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivos y alcance	2
1.2 Organización y metodología de trabajo	3
<b>2 Comunicaciones Ópticas Coherentes</b>	<b>5</b>
2.1 Revisión histórica	5
2.2 Modulador Mach-Zehnder	7
2.3 Principio de detección coherente	9
2.4 Estado del arte de las comunicaciones ópticas coherentes	17
<b>3 Diseño de un sistema DP-QPSK a 100 Gbps</b>	<b>21</b>
3.1 Introducción	21
3.2 ¿Por qué 100 Gbps DP-QPSK?	22
3.3 Diseño del transmisor óptico	24
3.4 Diseño del canal de transmisión	31
3.5 Diseño del receptor	38
<b>4 Simulación del sistema completo</b>	<b>45</b>
4.1 Introducción	45
4.2 El diagrama de ojo como analizador de la calidad de un enlace óptico	47
4.3 Resultados de la simulación	51
4.4 Factor de calidad Q y umbral óptimo	55

4.5	Consideraciones finales	57
<b>Apéndice A Optisystem: guía básica</b>		<b>59</b>
A.1	Optisystem de Optiwave™	59
A.2	Breve reseña de la empresa	60
A.3	Versión y licencia	60
A.4	Breve tutorial de Optisystem	62
<b>Apéndice B Caracterización del modulador Mach-Zehnder</b>		<b>67</b>
B.1	Función de transferencia del MZM	67
B.2	Análisis del efecto chirp del MZM	70
<b>Apéndice C Datasheet del MZM QPSK</b>		<b>73</b>
<b>Apéndice D Datasheet de la fibra óptica monomodo</b>		<b>79</b>
<b>Apéndice E Datasheet de la fibra óptica compensadora de la dispersión empleada</b>		<b>83</b>
<i>Índice de Figuras</i>		87
<i>Índice de Tablas</i>		89
<i>Bibliografía</i>		91

# Índice

---

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
<i>Índice Abreviado</i>	VII
<i>Lista de acrónimos</i>	XI
<b>1 Motivación inicial e introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivos y alcance	2
1.2 Organización y metodología de trabajo	3
<b>2 Comunicaciones Ópticas Coherentes</b>	<b>5</b>
2.1 Revisión histórica	5
2.1.1 Los años 70-80	5
2.1.2 Los años 90	6
2.1.3 Siglo XXI	7
2.2 Modulador Mach-Zehnder	7
2.3 Principio de detección coherente	9
2.3.1 Señal recibida	9
2.3.2 Oscilador local	9
2.3.3 Detección directa	10
2.3.4 Detección coherente con acoplador a 3 dB	11
Detección homodina	12
Detección heterodina	12
2.3.5 Receptor coherente balanceado	13
Acoplador direccional	14
Principio de funcionamiento	14
2.3.6 Receptor coherente en fase-cuadratura	15
Fase-cuadratura de una rama	15
Receptor coherente balanceado en fase-cuadratura	16
2.4 Estado del arte de las comunicaciones ópticas coherentes	17
2.4.1 Canales tipo 1	18
2.4.2 Canales tipo 2	18
Multiplexación en tiempo	18
Multiplexación por polarización	19
Multiplexación espacial	19
2.4.3 Canales tipo 3	20
<b>3 Diseño de un sistema DP-QPSK a 100 Gbps</b>	<b>21</b>
3.1 Introducción	21
3.2 ¿Por qué 100 Gbps DP-QPSK?	22
3.2.1 Diseño, simulación e implementación.	24

3.3	Diseño del transmisor óptico	24
	Ejemplo: Generación de pulsos QPSK con una secuencia de bits.	30
3.4	Diseño del canal de transmisión	31
3.4.1	Elección de la fibra óptica	31
3.4.2	<i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i>	33
3.4.3	Layout del canal de transmisión	34
3.4.4	Enlace Cáceres - Madrid	36
	RedIRIS-NOVA	36
3.5	Diseño del receptor	38
	Ejemplo: Demodulación y detección de una secuencia de bits	42
<b>4</b>	<b>Simulación del sistema completo</b>	<b>45</b>
4.1	Introducción	45
4.2	El diagrama de ojo como analizador de la calidad de un enlace óptico	47
4.2.1	Estudio de la probabilidad de error	48
4.3	Resultados de la simulación	51
4.3.1	Constelación del sistema	51
4.3.2	<i>Forward Error Correction (FEC)</i>	52
4.3.3	Probabilidad de error obtenida	53
4.4	Factor de calidad Q y umbral óptimo	55
4.5	Consideraciones finales	57
4.5.1	Resumen general acerca de las prestaciones del sistema	57
4.5.2	Líneas futuras de investigación	58
<b>Apéndice A</b>	<b>Optisystem: guía básica</b>	<b>59</b>
A.1	Optisystem de Optiwave™	59
A.2	Breve reseña de la empresa	60
A.3	Versión y licencia	60
A.4	Breve tutorial de Optisystem	62
A.4.1	Pantalla de inicio	62
	Project Browser	62
	Component Library	62
	Modos disponibles	62
	Otros elementos	63
A.4.2	Componentes principales	63
	Componentes ópticos	63
	Componentes eléctricos	64
	Componentes binarios	65
	Visualizadores	65
<b>Apéndice B</b>	<b>Caracterización del modulador Mach-Zehnder</b>	<b>67</b>
B.1	Función de transferencia del MZM	67
B.2	Análisis del efecto chirp del MZM	70
<b>Apéndice C</b>	<b>Datasheet del MZM QPSK</b>	<b>73</b>
<b>Apéndice D</b>	<b>Datasheet de la fibra óptica monomodo</b>	<b>79</b>
<b>Apéndice E</b>	<b>Datasheet de la fibra óptica compensadora de la dispersión empleada</b>	<b>83</b>
	<i>Índice de Figuras</i>	87
	<i>Índice de Tablas</i>	89
	<i>Bibliografía</i>	91

# Lista de acrónimos

---

<i>AWGN</i>	Additive White Gaussian Noise
<i>BCH</i>	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem
<i>BER</i>	Bit Error Rate
<i>DCF</i>	Dispersion Compensating Fibers
<i>DWDM</i>	Dense Wavelength Division Multiplexing
<i>DSP</i>	Digital Signal Processing
<i>DCF</i>	Dispersion compensation fiber
<i>EDFA</i>	Erbium-Doped Fiber Amplifiers
<i>ETDM</i>	Electrical Time-Division Multiplexing
<i>FEC</i>	Forward Error Correction
<i>IMDD</i>	Intensity-Modulation and Direct-Detection
<i>ISI</i>	Intersymbol interference
<i>LO</i>	Local Oscillator
<i>M2M</i>	Machine to Machine
<i>MFD</i>	Mode Field Diameter
<i>MZM</i>	Mach-Zehnder Modulator
<i>NCG</i>	Net Coding Gain
<i>NRZ</i>	Non Return to Zero pulse
<i>OFDM</i>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<i>OOK</i>	On-Off Keying
<i>OTDM</i>	Optical Time Domain Multiplexing
<i>OTN</i>	Optical Transport Network
<i>OTF</i>	Optical Tunable Filter
<i>OSNR</i>	Optical Signal-to-noise Power Ratio
<i>PBC</i>	Polarization Beam Combiner
<i>PDF</i>	Probability density function
<i>PLL</i>	Phase Lock Loop
<i>ROADM</i>	Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer
<i>RS</i>	Reed-Solomon
<i>RZ</i>	Return to Zero
<i>SDM</i>	Spacial Domain Multiplexing
<i>SNR</i>	Signal to Noise Ratio
<i>SONET</i>	Synchronous Optical Network
<i>TDM</i>	Time Division Multiplexing
<i>VOA</i>	Variable Optical Attenuator



# 1 Motivación inicial e introducción

---

*I've missed more than 9000 shots in my career. I've lost almost 300 games, I've been trusted to take the game winning shot and missed. I've failed over and over and over again in my life. And that is why I succeed.*

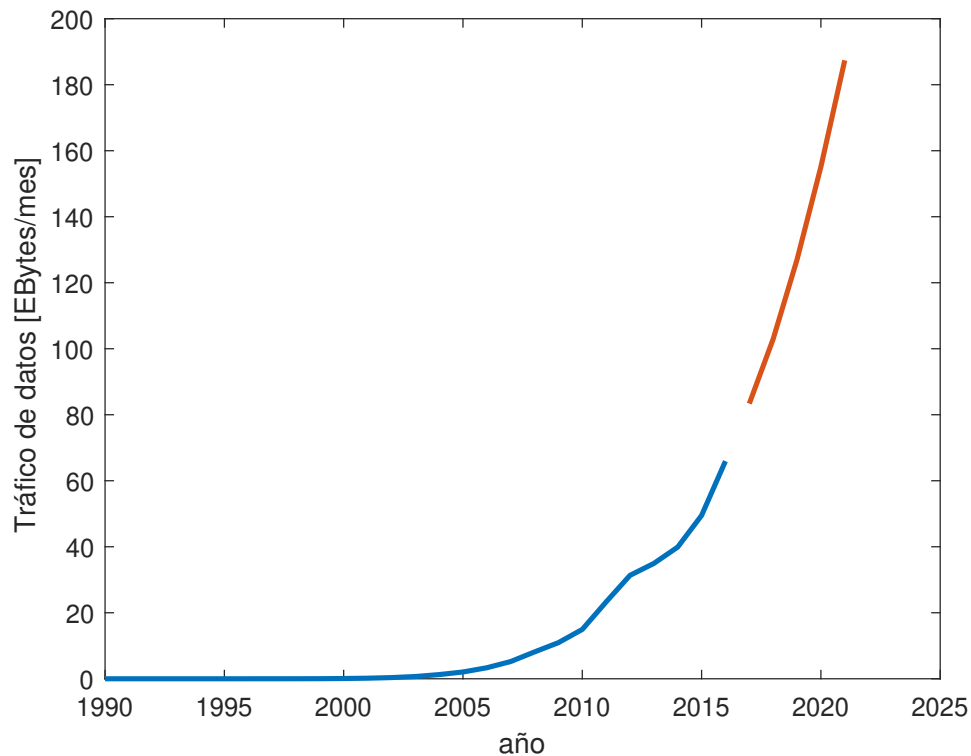
MICHAEL JORDAN

Hoy en día vivimos en una sociedad en la que millones de bits de información viajan por todo nuestro planeta cada segundo. Se puede decir que a día de hoy el ser humano es capaz de establecer una comunicación prácticamente en tiempo real entre dos puntos muy lejanos, hecho que años atrás era imposible de augurar. Como se puede observar en la figura 1.1, se espera un cambio muy drástico en el tráfico de datos en Internet para el mundo entero en los próximos años. El panorama actual está cambiando y prueba de ello es que hoy en día ya perviven en nuestra sociedad conceptos como "*Internet of Things*" (IoT) o "*Machine Learning*". El mundo se encuentra en una fase de tránsito nunca vista antes en la historia en la que el ser humano tiene la obligación de adaptarse e ir desarrollando medios que sean capaces de satisfacer las necesidades que se generan. Como prueba de ello, actualmente se encuentra en pleno desarrollo la quinta generación de telefonía móvil entre la cual se pueden encontrar requisitos tales como tasas de transmisión que lograrán alcanzar 1 Gbps, latencias inferiores a 1 ms y una muy alta densidad de usuarios, debido a la comunicación masiva máquina a máquina (M2M) [Ministerio de energía, 2018].

Todas las características anteriores van en la misma línea: es necesario una infraestructura de comunicaciones que sea capaz de dar soporte a billones de bits de datos cada segundo. Por todo ello, se hace imposible pensar en un sistema de comunicaciones que no disponga, de un modo u otro, de tecnología fotónica.

Por esta razón, es necesario el desarrollo de nuevas técnicas que sean comercializadas y sustituyan a las actuales redes de comunicaciones. Estas nuevas herramientas deben de ser capaces de ofrecer una mayor capacidad de canal para albergar a infinidad de usuarios. Este trabajo presenta una solución en cuanto al diseño de redes de comunicaciones ópticas, que pasa por emplear sistemas que se engloban en el ámbito de las Comunicaciones Ópticas Coherentes.

Las comunicaciones ópticas coherentes han sido estudiadas a lo largo de la historia en multitud de ocasiones. Sin embargo, a medida que estos sistemas se han ido desarrollando se han visto limitados por una serie de factores que, de un modo u otro, propiciaban la tendencia de avanzar hacia otro tipo de sistemas, si bien más simples, pero quizá no con tan buenas prestaciones. En los últimos años, esta tendencia de querer transformar completamente la fotónica y que cada vez se asemeje más a lo que conocemos como un sistema de comunicaciones digitales convencional parece haber repuntado gracias al avance y al desarrollo de componentes electrónicos cada vez más pequeños y ligeros capaces de operar a una mayor velocidad.



**Figura 1.1** Tráfico de internet en el mundo entero, medido en EB/mes. Fuente: Cisco <sup>TM</sup>.

## 1.1 Objetivos y alcance

El presente trabajo pretende recopilar de un cierto modo todo el desarrollo en el ámbito de las comunicaciones ópticas coherentes realizados en los últimos años. En concreto, se pretende:

- Conocer el origen de las comunicaciones ópticas y cuáles han sido sus principales limitaciones a lo largo de la historia.
- Estudiar el principio de detección coherente, así como los distintos tipos que existen. Establecer una comparación de cuáles son las ventajas e inconvenientes de cada uno y seleccionar el más adecuado para el diseño realizado.
- Entender las principales modulaciones empleadas en el ámbito óptico y las diferentes posibilidades que estas nos ofrecen.
- Conocer los moduladores ópticos existentes en la actualidad y su principio de funcionamiento.
- Estudiar el cable de fibra óptica como canal de comunicaciones: ver los parámetros que lo definen y cuáles son sus principales características y debilidades.
- Familiarizarse con el software especializado en comunicaciones ópticas denominado Optisystem de la empresa Optiwave.
- Realizar el diseño y la simulación de un sistema de comunicaciones óptico 100 Gbps DP-QPSK con el software mencionado y ver cuáles son sus grandes ventajas así como sus limitaciones.
- Conocer cuáles son las herramientas de medida en el ámbito de las comunicaciones ópticas y cuáles son los procedimientos para medir la calidad de un enlace óptico.



## 1.2 Organización y metodología de trabajo

Este documento se estructura en cuatro capítulos, siendo el primero el actual, en el que se realiza una introducción inicial, a modo de motivación, para comprender los motivos que han llevado a la realización de este proyecto. Los capítulos sucesivos abarcan contenidos bastante diferenciados, los cuales son comentados a continuación.

- **Capítulo 2: Introducción teórica.**

El objetivo de este capítulo es reunir un conjunto de ideas y técnicas que forman parte de las comunicaciones ópticas coherentes. Para comenzar, se realiza una revisión histórica en la que se pone de manifiesto cómo ha sido el desarrollo de estas técnicas a lo largo de los años, así como los motivos por los que hoy en día tienen tanto éxito. Acto seguido, se expone la base de funcionamiento de las comunicaciones ópticas coherentes, esto es: el principio de detección coherente. En otras palabras, ¿cómo se recupera la información de la señal transmitida en el lado del receptor?

El capítulo se cierra con una revisión de las comunicaciones ópticas coherentes desde un punto de vista más comercial, introduciendo estas técnicas en una red conjunta y estableciendo las pautas acerca de cómo una red de este tipo puede llegar a proveer servicios a nivel mundial que, al fin y al cabo, es el objetivo último de toda infraestructura de comunicaciones.

- **Capítulo 3: Diseño.**

Una vez se hayan comprendido los motivos que han supuesto el auge de estos sistemas así como se haya estudiado el principio teórico de los mismos, el siguiente paso es introducir el diseño realizado. En concreto, se ha escogido un formato DP-QPSK a 100 Gbps. Para ello, a lo largo del capítulo se reproducirán esquemas diseñados, en los que se comentará cuál ha sido la estrategia seguida para su realización. Además, se ha elaborado una guía muy básica a modo de tutorial del software de simulación empleado, puede encontrarse en el apéndice al final de este documento.

En cuanto al contenido de este capítulo, en primer lugar, se intenta justificar el método de modulación empleado. ¿Por qué esa y no otra?. ¿Qué limitaciones existen?. ¿Cuáles han sido los principales inconvenientes encontrados y cómo se han resuelto?. Se tratará de dar respuesta a estas preguntas a lo largo de todo el apartado.

Los diseños se presentan en un orden lógico. En primer lugar, se introduce el diseño del transmisor óptico realizado y se realiza un ejercicio en el que se ilustra la generación de pulsos ópticos a partir de una secuencia de bits. El siguiente paso es el de introducir el canal de transmisión, donde se discute acerca de la elección de los componentes y se explica la estrategia de regeneración utilizada. Aquí se realiza una semejanza con un caso real, para poder comparar los resultados del siguiente capítulo de una forma más realista. El último diseño que se presenta es el del receptor, donde se realiza otro ejemplo en el que se recupera una secuencia de bits y se presentan sus formas de onda más características.

- **Capítulo 4: Simulación.**

En este último capítulo se van a presentar las simulaciones realizadas al diseño presentado. Por tanto, partiendo de los esquemas anteriores, se realizarán distintas pruebas para observar el comportamiento del sistema completo. Para ello, previamente se introducirán algunos conceptos que son esenciales para la comprensión y el estudio de estos sistemas. Se hablará también de los problemas surgidos a lo largo de las pruebas y cuál ha sido el planteamiento que ha llevado a solventarlos.

Por último, el capítulo se cierra con un resumen acerca de la simulación realizada, donde se comentan cuáles han sido los resultados en líneas generales y cuál ha sido el nivel de satisfacción de los tests. También se mencionan algunas propuestas de trabajos futuros que podrían surgir como continuación a este, así como alternativas que se llegaron a plantear pero que finalmente no llegaron a buen puerto.



## 2 Comunicaciones Ópticas Coherentes

---

*When something is important enough, you do it even if the odds are not in your favor.*

ELON MUSK

### 2.1 Revisión histórica

La utilización de técnicas ópticas para transmitir información desde un punto a otro ha estado presente a lo largo de la historia. Un ejemplo claro podrían ser las comunicaciones por señales de humo de los indios americanos, así como el uso del telégrafo óptico, que estuvo totalmente implantado en España en el siglo XIX, principalmente para un uso militar [Roig, 1990]. Sin embargo, las comunicaciones ópticas tal y como se conocen actualmente no comenzaron a desarrollarse hasta la segunda mitad del siglo XX. Los motivos que propiciaron este tardío desarrollo principalmente fueron dos [Carballar, 2002]:

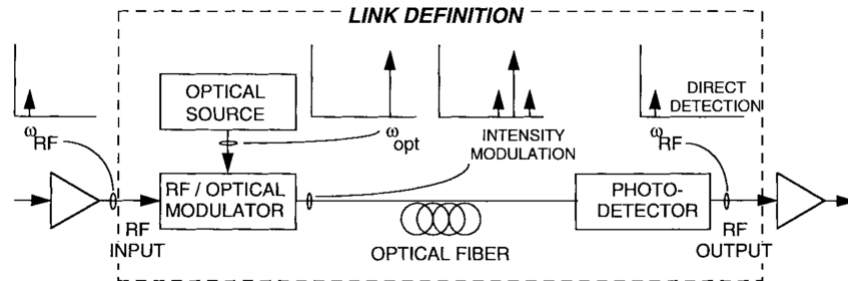
- No se disponían de medios de transmisión adecuados ni de fuentes de luz apropiadas. Durante finales del siglo XIX y la primera mitad del siglo XX se realizaron una serie de avances científicos relacionados con la propagación de las ondas electromagnéticas que cambiaron el panorama por completo.
- Uno de los objetivos por los que se perseguía esta tecnología era para poder aumentar considerablemente el ancho de banda ofrecido y poder así abandonar otros medios de transmisión que se utilizaban por aquel entonces. El cable coaxial sustituyó al cable de pares a partir de 1940 debido a la demanda de una mayor capacidad de red, pero según se iba aumentando la frecuencia, éste perdía prestaciones. El uso de comunicaciones ópticas resolvía este problema.

A partir de entonces, el panorama cambió radicalmente y aparecieron nuevos desafíos que eran necesarios afrontar, como la fabricación de fibras ópticas de baja atenuación así como el desarrollo de fuentes de luz que puedan ser utilizados como transmisores ópticos.

#### 2.1.1 Los años 70-80

El desarrollo de los primeros sistemas de comunicaciones ópticos fueron presentados a lo largo de la década de los 70. Estos sistemas primigenios utilizaban una técnica de modulación en intensidad a partir de un láser, el cual era transmitida por la fibra óptica y como receptor se usaba un simple fotodiodo, que actuaba como fotodetector. Esta combinación se conoce como modulación en intensidad y detección directa (IMDD) y es el esquema de transmisión más simple de todos (Figura 2.1). En este caso, la sensibilidad del receptor no depende de la fase de la portadora ni de ningún otro parámetro. Simplemente, el sistema de detección asocia *unos* y *ceros* a la presencia o ausencia de señal, aunque también es una desventaja, ya que se trata de sistemas con escasa versatilidad. Las prestaciones de este sistema primigenio siempre han dependido muy fuertemente de la investigación en cuanto al desarrollo de fibras con cada vez una menor atenuación, así

como del desarrollo del láser, donde siempre se ha centrado su investigación en migrar hacia frecuencias ópticas mayores [Capmany et al., 1998]. Al comienzo de los años 80, se presenta una frenética carrera por aumentar progresivamente la capacidad de canal del sistema, donde se comienzan a desarrollar sistemas de comunicaciones que se englobarán en lo que se conoce como sistemas de primera generación, que son aquellos que trabajan con una longitud de onda de 820 nm.



**Figura 2.1** Esquema de un sistema de comunicaciones ópticas IMDD.

Paralelamente, surgieron otro tipo de sistemas en los que la señal interactuaba con un oscilador local (LO) de tal manera que se lograba introducir la información en alguna componente de dicho oscilador. Es lo que se conoce como transmisor coherente. Esta nueva propuesta de modulación no causó demasiado éxito por la sencilla razón de que los sistemas IMDD que existían por aquel entonces funcionaban a la perfección: eran capaces de satisfacer la demanda de la época. Por esta razón, este tipo de sistemas quedaron en un estado de suspensión, que si bien no fueron implementados y puestos en marcha de un modo comercial, se continuó la investigación en este campo. En la tabla 2.1 se establece una comparación entre los sistemas IMDD y cualquier sistema que emplee algún tipo de modulación coherente.

**Tabla 2.1** Comparación entre un sistema IMDD y otro coherente.

	<b>Coherente</b>	<b>IMDD</b>
<b>Parámetros de modulación</b>	Componente en fase y cuadratura / Amplitud / Fase	Intensidad
<b>Método de detección</b>	Heterodina o Homodina	Directa
<b>Sensible a la fase de la portadora</b>	Sí	No
<b>Sensible a polarización</b>	Sí	No

### 2.1.2 Los años 90

A lo largo de los años 90 continuó el desarrollo de sistemas de comunicaciones coherentes, en los que se empleaba detección tanto heterodina como homodina. En la mayoría de ellos se utilizó un método de modulación denominado Frequency-Shift Keying (FSK), el cual consiste en que la señal de información es introducida en la portadora provocando un desplazamiento de la frecuencia. Dicha técnica era muy sencilla de implementar ya por aquel entonces debido a que variando la intensidad del láser era posible provocar esos ligeros cambios en la frecuencia de la portadora.

Con la llegada de la era digital, era necesario incrementar la capacidad de transmisión en una única fibra. Se volvía un aspecto crucial el hecho de aprovechar el gran ancho de banda que proporcionaba la fibra óptica y se volvió necesario realizar algún tipo de multiplexación de tal manera que se multiplicara la capacidad del canal. Surgen así los sistemas Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM) basados en técnicas de detección directa que ganaron la batalla sin duda alguna a los sistemas coherentes, que tenían una serie de problemas que no fueron resueltos en aquella época, tales como de sincronismo, de referencia de fase, así como que en los sistemas heterodinicos se requería de una frecuencia intermedia, que era muchísimo más alta que la tasa binaria usada, lo que hacía imposible su implementación real.

También es en esta década cuando surgen los amplificadores en el dominio óptico (EDFAs) que hicieron mejorar la sensibilidad de los receptores no coherentes (un simple fotodiodo), que estaban limitados debido al ruido cuántico. Por tanto, el desarrollo comercial de técnicas coherentes tuvo que demorarse unos años más.

### 2.1.3 Siglo XXI

Con los sistemas DWDM implantados en enlaces por todo el mundo, los sistemas coherentes debían de ir en busca de otras técnicas que pudieran establecer un aumento de la tasa binaria. Esto pasaba fundamentalmente por diseñar formatos de modulación multinivel más avanzados. Surgieron por tanto sistemas con modulación Quadrature Phase-Shift Keying (QPSK) en los que se lograba diferenciar de una señal en fase y de otra en cuadratura. Con esta técnica se lograba duplicar la tasa binaria mientras se mantenía la tasa de símbolo o lo que es lo mismo: mantener la tasa binaria mientras se lograba un aumento de la densidad espectral. Rápidamente otros métodos de modulación fueron surgiendo: DQPSK (Differential QPSK), por ejemplo, donde se asigna una variación de fase a cada símbolo transmitido, y no un valor en concreto como se acostumbra a hacer. Con este formato, se consigue pasar de un símbolo a otro sin pasar por el cero en el espacio señal, lo que implica una menor fluctuación de la amplitud de la señal y por consiguiente una mejora en la relación OSNR (Optical Signal to Noise Ratio).

El auge reciente de circuitos digitales integrados a alta velocidad ha posibilitado el procesamiento a altas velocidades de señales eléctricas y ha permitido que ahora se puedan emplear técnicas DSP mucho más complejas. Esto también favorece a que ahora la señal se pueda recuperar de una manera mucho más estable. Aparecen por tanto unos nuevos formatos de modulación nunca visto antes en las comunicaciones ópticas. Estas nuevas técnicas mejoraron uno de los parámetros clave en comunicaciones digitales, la eficiencia espectral, que se define como:

$$\eta = \frac{R_b}{B}, \quad (2.1)$$

siendo  $R_b$  el régimen binario en bps y  $B$  el ancho de banda ocupado, en Herzios. Como un mismo símbolo de período  $T$  segundos está asociado a un mayor número de bits, y se cumple que

$$T = \log_2(M)T_b, \quad (2.2)$$

donde  $M$  es el número de símbolos disponibles en una constelación, y  $T_b$  el período de bit. Es posible sustituir la expresión anterior teniendo en cuenta que  $R_b = 1/T_b$  y se obtiene como resultado:

$$\eta = \frac{\log_2(M)}{BT}, \quad (2.3)$$

donde se puede observar que la eficiencia espectral aumenta si se aumenta el nivel de la modulación,  $M$ , en el caso de estar ante modulaciones lineales, esto es: en amplitud, fase o una mezcla de ambas. En el caso de modulaciones no lineales, como puede ser una modulación M-FSK, la expresión anterior cambia ligeramente debido a que modificar  $M$  supone aumentar el ancho de banda ocupado, independientemente de modificar o no el régimen binario deseado. Ese ancho de banda ocupado generalmente es complicado de calcular, debido a que suele tratarse de señales arbitrarias [Payán Somet, 2014].

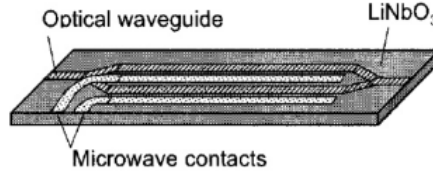
Con esta configuración también es posible aumentar aún más la capacidad de canal añadiendo lo que se conoce como diversidad en polarización. Las amplitudes complejas de la componente tanto vertical como horizontal pueden ser medidas y procesadas simultáneamente. Será necesario por tanto introducir otros elementos en el receptor tales como demultiplexadores en polarización o compensadores de la dispersión en polarización. La combinación de todos estos elementos mencionados anteriormente forma parte de la siguiente generación de sistemas de comunicaciones ópticos y otorgan unas prestaciones nunca antes vistas que no serían posible sin emplear las técnicas que aquí se comentan.

## 2.2 Modulador Mach-Zehnder

Uno de los pilares fundamentales en los que se basan las comunicaciones ópticas coherentes es el de modular la señal óptica, o dicho en otras palabras, la acción de introducir la información en la portadora óptica. Es necesario el uso de elementos externos para poder aumentar la distancia de transmisión, y aquí es donde entra en juego el modulador Mach-Zehnder, más conocido por sus siglas MZM. El MZM es un conmutador de alta velocidad cuyo principio de operación está basado en el interferómetro de Mach-Zehnder, que consiste en

hacer pasar la señal por ciertos reflectores, creando una interferencia que puede llegar a ser constructiva o destructiva. De esta manera y variando las distancias de los reflectores, se puede lograr variar la fase de la señal original entrante. El uso de estas técnicas está debidamente justificado por los motivos que se enumeran a continuación:

- Es un dispositivo capaz de trabajar a una muy alta velocidad.
- Es un elemento muy compacto y relativamente sencillo de utilizar.
- Presenta grandes cualidades en cuanto a fiabilidad.
- Son dispositivos bastantes robustos frente al medio ambiente.



**Figura 2.2** Esquema del MZM. Fuente: [Ho, 2005].

El esquema de un modulador MZM se puede observar en la figura 2.2. El sustrato utilizado es el Niobato de Litio ( $LiNbO_3$ ). Como se puede contemplar, existen tres entradas bien diferenciadas, una correspondiente a la señal óptica, en este caso la portadora que se desea modular, y las otras dos pertenecientes a dos tensiones de referencia de las que se hablará a continuación.

La señal óptica entrante se divide en dos caminos idénticos pero que se encuentran desfasados entre sí. El desfase introducido es marcado por las tensiones de referencia, de tal manera que es posible controlar dicho desfase. A la salida, las señales se vuelven a juntar. Matemáticamente [Ho, 2005],

$$E_o = \frac{E_i}{2} \left( 1 + e^{j\pi \frac{V(t)}{V_\pi}} \right), \quad (2.4)$$

donde  $E_i$  es el campo eléctrico existente a la entrada del modulador,  $V(t)$  es la tensión de referencia aplicada en las bornas del MZM y  $V_\pi$  es la tensión que es necesario aplicar para pasar de un mínimo a un máximo de potencia óptica generada a la salida. Desarrollando la expresión,

$$E_o = \frac{E_i}{2} e^{-j\frac{\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi}} \left( e^{j\frac{\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi}} + e^{-j\frac{\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi}} \right) = E_i \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi}\right) e^{-j\frac{\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi}}, \quad (2.5)$$

y por tanto la función de transferencia del MZM en términos de potencia puede escribirse como

$$\frac{|E_o|^2}{|E_i|^2} = \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi}\right). \quad (2.6)$$

Sin embargo, existe una expresión más general en la que se ha añadido lo que se conoce como efecto chirp, esto es, una modulación residual que hay que tener en cuenta. En la sección B.2 se detalla un ejemplo práctico en el que se pone de manifiesto precisamente este efecto del que aquí se habla. Por tanto, la expresión general que relaciona el campo eléctrico a la entrada y a la salida del MZM es

$$E_o = \frac{E_i}{2} \left( e^{j\frac{(1+\alpha)\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi}} + j e^{-j\frac{(1-\alpha)\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi}} \right), \quad (2.7)$$

donde  $\alpha$  es el mencionado coeficiente chirp que si se utiliza una estructura del tipo *dual-drive* se define como

$$\alpha = \frac{V_1(t) + V_2(t)}{V_1(t) - V_2(t)}. \quad (2.8)$$

En la figura B.5 situada en el apéndice puede observarse una representación de una señal en su componente temporal y frecuencial para un valor del coeficiente chirp de  $\alpha = 0.6$ . Puede observarse la degradación de los pulsos debido a este efecto así como la aparición de los lóbulos laterales en su componente en frecuencia.

Como se puede observar, el efecto chirp puede ser totalmente eliminado si se utilizan tensiones tal que  $V_1 = -V_2$ , lo cual es ideal si se quiere generar un modulador básico de dos amplitudes, que precisamente es el caso aquí ocupado, tal y como se explicará en la sección 3.3. No obstante, se puede emplear un modulador de fase de tal manera que se empleen señales con formatos de modulación más avanzados, M-PSK y M-QAM. Sin embargo, aquí el efecto chirp no será nulo, lo que provocará una modulación residual y por tanto el ancho de banda ocupado en el sistema se verá incrementado. En el apéndice B situado al final del documento se realiza un análisis más detallado donde se presentan algunos esquemáticos de prueba para comprobar el principio de operación del MZM.

## 2.3 Principio de detección coherente

En esta sección se va a describir matemáticamente el principio de operación para la detección de la fase empleado en las comunicaciones ópticas coherentes. El objetivo será ver cómo se obtiene la amplitud compleja de la señal eléctrica resultante analizando diferentes técnicas de receptores coherentes. Aunque cada técnica será diferente, todas ellas se fundamentan en realizar el producto de los campos eléctricos de la señal modulada y una componente de onda continua que a partir de aquí se denominará oscilador local (LO).

### 2.3.1 Señal recibida

Cualquier tipo de señal eléctrica será representada a partir de su expresión compleja, que se podrá dividir en sus dos componentes de módulo y fase. El campo eléctrico de la señal recibida es:

$$E_s(t) = A_s(t)e^{j\omega_s t} = |A_s(t)| e^{j(\omega_s t + \theta_s(t))}, \quad (2.9)$$

donde  $A_s(t)$  es la amplitud compleja de la señal recibida, que puede escribirse como

$$A_s(t) = |A_s(t)| e^{j\theta_s(t)}. \quad (2.10)$$

$\omega_s$  y  $\theta_s$  son la frecuencia angular y la fase de la señal recibida, respectivamente. Por tanto, el objetivo a lo largo de esta sección será ir obteniendo una expresión cerrada en el lado del receptor que sea capaz de relacionar la fase de la señal recibida,  $\theta_s$ , con los demás parámetros. Precisamente ahí es donde se encuentra la información que se quiere obtener. La potencia de señal se puede escribir como

$$P_s(t) = \frac{k}{2} (E_s(t))(E_s(t))^* = \frac{k}{2} |A_s|^2, \quad (2.11)$$

donde  $k$  viene dado por

$$k = \frac{S_{eff}}{Z_o}, \quad (2.12)$$

siendo  $S_{eff}$  el área efectiva del rayo de luz y  $Z_o$  la impedancia del espacio libre.

### 2.3.2 Oscilador local

Operando de igual modo que para la señal recibida, se puede obtener el campo eléctrico del oscilador local como

$$E_{LO}(t) = A_{LO}(t)e^{j\omega_{LO} t} = |A_{LO}(t)| e^{j(\omega_{LO} t + \theta_{LO}(t))}, \quad (2.13)$$

siendo  $A_{LO}$ ,  $\omega_{LO}$  y  $\theta_{LO}$  la amplitud compleja, frecuencia angular y fase respectivamente asociada al oscilador local. La potencia del LO es

$$P_{LO}(t) = \frac{k}{2} (E_{LO}(t))(E_{LO}(t))^* = \frac{k}{2} |A_{LO}(t)|^2. \quad (2.14)$$

### 2.3.3 Detección directa

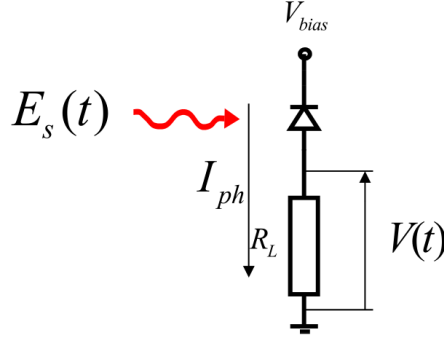


Figura 2.3 Esquema de detección directa.

Se trata del esquema de detección más sencillo de todos, en el que no existe ningún oscilador local y por tanto no es posible recuperar la fase de la señal original. Su esquema se presenta en la figura 2.3. En él, el campo eléctrico recibido incide directamente con el fotodetector, el cual devuelve una intensidad eléctrica proporcional a la potencia de la señal recibida, esto es

$$I_{ph}(t) = \Re P_s(t), \quad (2.15)$$

donde el parámetro  $\Re$  es un parámetro que caracteriza a los fotodetectores y se denomina Responsividad. La responsividad se puede definir como la capacidad que posee un fotodetector para generar electrones a partir de fotones. Se mide en  $A/W$  y es por tanto la relación existente entre la potencia óptica entrante y la intensidad eléctrica generada por el fotodetector. Es posible realizar un análisis alternativo [Salvador and Carlos, UCII], partiendo de la expresión de eficiencia cuántica, la cual es la relación entre el número de electrones generados y el número de fotones que son absorbidos,

$$\eta = \frac{r_e}{r_p}. \quad (2.16)$$

De esta manera, la definición de la responsividad quedaría como

$$\Re = \frac{I_{ph}}{P_s} = \frac{qr_E}{P_s} = \frac{q\eta r_p}{P_s} = \frac{q\eta P_s/hf}{P_s} = \frac{q\eta}{hf}, \quad (2.17)$$

donde  $q$  es la carga del electrón, que toma un valor de  $-1.6 \cdot 10^{-19}$  y  $h$  es la constante de Planck,  $6.626 \cdot 10^{-34} J \cdot s$ . Se puede observar que la responsividad es directamente proporcional a  $\lambda$ , ya que realizando la sustitución  $f = c/\lambda$  quedaría finalmente

$$\Re = \frac{\eta q \lambda}{hc}. \quad (2.18)$$

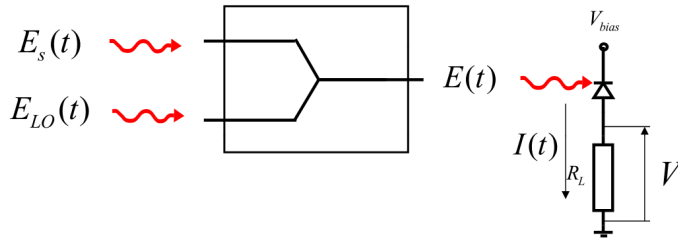


Retomando la ecuación 2.15, la tensión que se vería en las bornas, relacionando la expresión de la potencia de la señal recibida que se veía en la ecuación 2.11 es

$$V(t) = R_L I_{ph}(t) = \frac{k R_L \Re}{2} |A_s(t)|^2. \quad (2.19)$$

Como se puede observar, es imposible extraer la fase de la señal recibida, puesto que únicamente se ha obtenido el módulo de la señal recibida. Así es como se basa el funcionamiento de detección directa empleados en los sistemas de comunicaciones IMDD. Sin duda son los más sencillos y son los más extendidos en cuanto a su uso, pero sus prestaciones se encuentran un tanto limitadas. Por lo tanto, no queda otra opción que ahondar en otro tipo de técnicas que sí que sea posible recuperar la fase de la señal.

#### 2.3.4 Detección coherente con acoplador a 3 dB



**Figura 2.4** Esquema de detección coherente con acoplador a 3 dB.

En este segundo diseño, cuya configuración se puede ver en la figura 2.4, se introduce la figura del oscilador local, que produce un campo eléctrico como el reflejado por la ecuación 2.13. Para poder acoplar los campos, se precisa de un dispositivo pasivo denominado acoplador, cuya función no es otra que devolver a su salida la suma de los campos entrantes. Se denomina acoplador a 3 dB porque a su salida refleja unas pérdidas en potencia de esa cantidad. Este tipo de acopladores son muy baratos debido a sus bajas prestaciones. Sabiendo que la potencia se relaciona con el campo eléctrico en un factor cuadrático como bien se expresaba en la ecuación 2.11 y que experimentar unas pérdidas de 3 dB es equivalente en unidades naturales a disminuir la potencia en su mitad, se puede expresar el campo eléctrico resultante matemáticamente como

$$E(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_s(t) + E_{LO}(t)), \quad (2.20)$$

donde desarrollando la expresión se obtiene

$$E(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_s(t) + E_{LO}(t)) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( |A_s(t)| e^{j(\omega_s t + \theta_s(t))} + |A_{LO}(t)| e^{j(\omega_{LO} t + \theta_{LO}(t))} \right). \quad (2.21)$$

Separando cada expresión del campo eléctrico en módulo y fase (ecuación 2.10) y realizando el producto de cada uno de sus componentes y teniendo en cuenta la relación de Euler,

$$e^{jx} = \cos(x) + j \sin(x)$$

se llega a la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} P(t) &= \frac{k}{2} (E_s(t) + E_{LO}(t))(E_s(t) + E_{LO}(t))^* = \\ &= \frac{k}{2} (|A_s(t)|^2 + |A_{LO}(t)|^2 + 2 |A_s(t)| |A_{LO}(t)| \cos[(\omega_s - \omega_{LO})t + \theta_s(t) - \theta_{LO}(t)]) =, \\ &= P_s(t) + P_{LO}(t) + 2 \sqrt{P_s(t) P_{LO}(t)} \cos[\omega_{IF} t + \theta_s(t) - \theta_{LO}(t)] \end{aligned} \quad (2.22)$$

donde se ha definido un nuevo parámetro,  $\omega_{IF}$  denominado frecuencia intermedia que se define como

$$\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO}. \quad (2.23)$$

Una vez hallada la potencia recibida, es posible relacionarla con la intensidad generada por el fotodetector de la misma manera que se hacía en el apartado anterior. Por tanto:

$$I(t) = \Re P(t) = \frac{R}{2} \left( P_s(t) + P_{LO} + 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos[\omega_{IF}t + \theta_s(t) - \theta_{LO}(t)] \right), \quad (2.24)$$

donde se ha omitido la dependencia con el tiempo en  $P_{LO}$  puesto que es constante. La fase de la señal recibida es

$$\phi(t) = \theta_s(t) - \theta_{LO}(t).$$

Merece la pena detenerse a analizar esta fase de la onda de la intensidad eléctrica. El objetivo principal del estudio era ser capaz de encontrar la fase de la señal transmitida. Se puede modelar  $\theta_s(t)$  como la suma de dos componentes:  $\theta_{sig}(t)$ , que se corresponderá a la fase de la señal transmitida en su origen y  $\theta_{sn}(t)$  que se corresponderá a un ruido de fase aleatorio, proveniente de las degradaciones incorporadas por el canal. Realmente, cuando se definió el oscilador local en la ecuación 2.13, no se analizó la presencia de  $\theta_{LO}$ , donde se definió simplemente como la fase asociada al oscilador local. Pues bien, esta fase está asociada también a un efecto de aleatoriedad debido a la imperfección de los dispositivos en funcionamiento. Por tanto, es posible juntar las dos fases aleatorias y definir una única fase asociada a los errores, que será

$$\theta_n(t) = \theta_{sn}(t) - \theta_{LO}(t). \quad (2.25)$$

y por tanto es posible volver a definir la expresión 2.24 de la siguiente forma:

$$I(t) = \Re P(t) = \frac{R}{2} \left( P_s(t) + P_{LO} + 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos[\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)] \right), \quad (2.26)$$

donde queda cerrada la expresión de la intensidad eléctrica generada por un fotodiodo a partir de la incidencia del campo eléctrico de la señal óptica recibida y la de un oscilador local relacionados mediante un acoplador direccional a 3 dB.

Por último, se va a realizar un pequeño análisis diferenciando dos tipos de detección coherente posible, distinción que puede hacerse para cualquier tipo de receptor aquí mencionado. Se basa en el estudio de cómo elegir  $\omega_{LO}$ , que propiciará como bien se expresa en la ecuación 2.23 a un valor distinto de  $\omega_{IF}$  [Kikuchi, 2016].

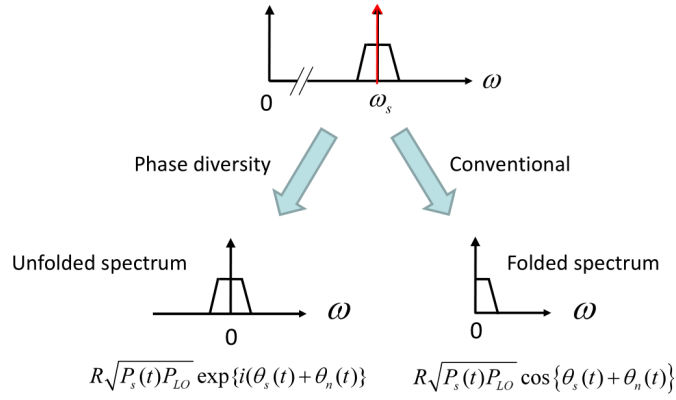
### Detección homodina

Se denomina detección homodina a aquella que no trabaja con ninguna frecuencia intermedia, esto es,  $\omega_{LO} = \omega_s$ , por lo que  $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO} = 0$ .

La principal ventaja de este diseño es su simplicidad ya que siempre resulta más económico y sencillo diseñar elementos en banda base. En el caso del diseño de filtros, son mucho más fáciles de diseñar en torno a banda base. Por el contrario, suelen ser sistemas mucho más sensibles a la fase y suelen requerir de elementos externos para hacer un control de la misma. Surge por tanto la necesidad de añadir lo que se conoce como "*Phase Lock Loop*" (PLL). Este elemento es capaz de reajustar la fase mediante un circuito realimentado a través de comparadores de fase y controladores de la tensión del oscilador. En la figura 2.5 se expone un ejemplo del tipo de detección que se acaba de comentar.

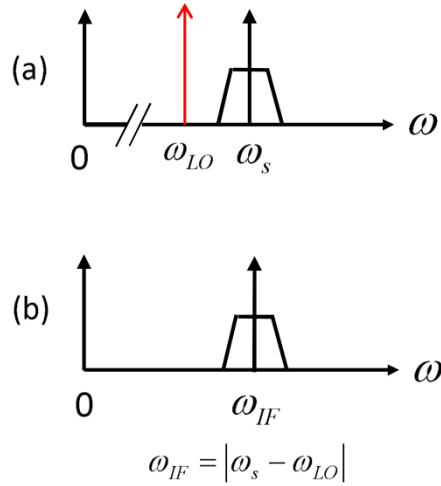
### Detección heterodina

De igual forma, se habla de detección heterodina cuando se implementa un receptor cuya frecuencia del oscilador local difiere de la de la señal y por tanto, aparece el concepto de frecuencia intermedia. Matemáticamente,  $\omega_{LO} \neq \omega_s$ , por lo que  $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO} \neq 0$ .



**Figura 2.5** Esquema de detección homodina donde el oscilador local traslada el espectro de la señal óptica recibida a banda base. Fuente: [Kikuchi, 2016].

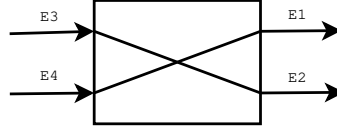
Por tanto, es otra técnica que puede observarse en la figura 2.6 en la que ya no es necesario establecer un control de la fase. Por contraposición, al no estar en banda base, el ancho de banda empleado es el doble y por tanto el ruido introducido también será el doble. En otras palabras, la sensibilidad de estos receptores heterodinos suele ser 3 dB inferior a los que emplean técnicas homodinas. Sin embargo, si el ruido del sistema está dominado por el ruido introducido por los amplificadores ópticos, el ruido adicional que se acaba de comentar resultará despreciable y por tanto las prestaciones de los receptores que emplean técnicas heterodinas serán similares a las de un receptor homodino.



**Figura 2.6** Esquema de detección heterodina, donde puede observarse el efecto del oscilador local, que desplaza la señal óptica recibida (a) a una frecuencia intermedia (b). Fuente: [Kikuchi, 2016].

### 2.3.5 Receptor coherente balanceado

Este segundo tipo de receptor coherente es una versión mejorada del anterior, en el sentido de que este es capaz de eliminar la componente de continua que generaba el receptor anterior así como se maximiza la amplitud de la senoide recibida. Ofrece por tanto una mejor prestación puesto que la potencia recibida es mayor, lo que se traduce en una mejora de la SNR. Como contraposición, es necesario remarcar que el diseño de este tipo de receptores requiere de un mayor número de componentes, como puede ser el uso de un fotodetector adicional y de un acoplador direccional más complejo, el cual se explicará a continuación.



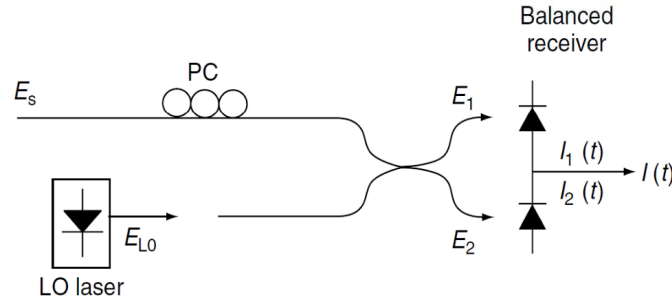
**Figura 2.7** Esquema del acoplador direccional, donde puede observarse la notación empleada.

### Acoplador direccional

El acoplador direccional es un elemento pasivo formado por dos entradas y dos salidas cuyas relaciones entre campos pueden establecerse de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_3 \\ E_4 \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

### Principio de funcionamiento



**Figura 2.8** Esquema de un receptor coherente balanceado.

El esquema de un receptor coherente óptico balanceado puede verse en la figura 2.8. Las ecuaciones de los campos  $E_1$  y  $E_2$  se extraen de la definición de acoplador direccional dado por . De esta manera:

$$E_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_s(t) - jE_{LO}(t)) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( |A_s(t)| e^{j(\omega_s t + \theta_s(t))} - j |A_{LO}(t)| e^{j(\omega_{LO} t + \theta_{LO}(t))} \right), \quad (2.28)$$

$$E_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (-jE_s(t) + E_{LO}(t)) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( -j |A_s(t)| e^{j(\omega_s t + \theta_s(t))} + |A_{LO}(t)| e^{j(\omega_{LO} t + \theta_{LO}(t))} \right). \quad (2.29)$$

Operando de la misma forma que para el receptor del apartado anterior, se puede llegar a las expresiones siguientes:

$$\begin{aligned} P_1(t) &= \frac{k}{2} (E_1(t))(E_1(t))^* = \\ &= P_s(t) + P_{LO}(t) - 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \sin(\omega_{IF}t + \theta_s(t) - \theta_{LO}(t)), \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} P_2(t) &= \frac{k}{2} (E_2(t))(E_2(t))^* = \\ &= P_s(t) + P_{LO}(t) + 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \sin(\omega_{IF}t + \theta_s(t) - \theta_{LO}(t)). \end{aligned} \quad (2.31)$$

Las expresiones correspondientes a las intensidades eléctricas de cada rama son:

$$I_1(t) = \Re P_1(t) = \frac{\Re}{2} \left( P_s(t) + P_{LO} - 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \sin[\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)] \right), \quad (2.32)$$

$$I_2(t) = \Re P_2(t) = \frac{\Re}{2} \left( P_s(t) + P_{LO} + 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \sin[\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)] \right). \quad (2.33)$$

Combinando ambas expresiones, se puede obtener la relación final de la intensidad eléctrica generada por un receptor coherente balanceado,

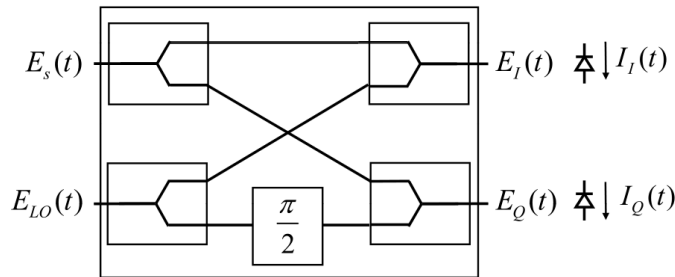
$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = -2\Re \sqrt{P_s(t)P_{LO}(t)} \sin(\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)). \quad (2.34)$$

Merece la pena destacar que el término medio de la ecuación que se acaba de detallar es nulo. Por tanto, no existe componente de continua, algo que siempre es bueno para mejorar las prestaciones del receptor. Por otro lado, como también se ha comentado, utilizando este tipo de técnicas la potencia de la señal es máxima, lo que así será también su OSNR y por tanto la probabilidad de error se verá mejorada.

### 2.3.6 Receptor coherente en fase-cuadratura

Como se ha mencionado en la revisión histórica, las comunicaciones ópticas coherentes comenzaron a aprovechar la gran ventaja que suponía el hecho de poder diferenciar entre una componente de señal en fase y otra en cuadratura. Esa capacidad de poder transportar dos señales de forma totalmente independiente debía ser aprovechada y por tanto se volvía en una total necesidad el desarrollo de nuevos receptores. Nace así el receptor coherente en fase-cuadratura, mostrado en la figura 2.9 en su versión de una única rama y 2.10 en su versión balanceada. El principio de funcionamiento es idéntico, puesto que los acopladores introducidos son como los ya estudiados. Por tanto, por simplicidad, se omitirá todo el proceso de realizar los cálculos de cada componente y se procederán a presentar las ecuaciones finales.

#### Fase-cuadratura de una rama



**Figura 2.9** Esquema de un receptor coherente en fase-cuadratura de una rama.

Se trata de un diseño muy parecido a los ya estudiados con la diferencia de que para extraer la intensidad eléctrica correspondiente a la parte en cuadratura, esto es,  $I_Q(t)$ , es necesario desfasar el oscilador local  $90^\circ$ . Es posible relacionar los campos eléctricos asociados a cada uno de los modos como:

$$E_I(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_s(t) + E_{LO}(t)), \quad (2.35)$$

$$E_Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_s(t) - jE_{LO}(t)), \quad (2.36)$$

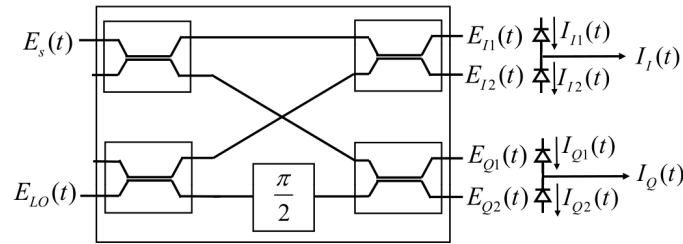
y realizando el mismo procedimiento que en los apartados anteriores, se obtienen las intensidades eléctricas:

$$I_I(t) = \frac{\Re}{2} \left( P_s(t) + P_{LO} + 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)) \right), \quad (2.37)$$

$$I_Q(t) = \frac{\Re}{2} \left( P_s(t) + P_{LO} - 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \sin(\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)) \right). \quad (2.38)$$

De esta manera es posible separar las componentes en fase y en cuadratura, aunque aún se podría obtener un resultado mejor si se hubiera utilizado un detector balanceado como ocurría en el caso anterior. Precisamente ese es el contenido del siguiente apartado.

### Receptor coherente balanceado en fase-cuadratura



**Figura 2.10** Esquema de un receptor coherente balanceado en fase-cuadratura.

En este caso, se vuelve a emplear la técnica de utilizar un par de fotodiodos por cada señal que se quiera recuperar. Por consiguiente, puesto que se quieren recuperar tanto la componente en fase como en cuadratura, será necesario el uso de cuatro fotodiodos. Además, también se requerirán de hasta cuatro acopladores direccionales. El montaje del esquema propuesto se refleja en la figura 2.10. Matemáticamente, la relaciones de los acopladores de la figura puede establecerse como sigue,

$$\begin{bmatrix} E_{I1} \\ E_{I2} \\ E_{Q1} \\ E_{Q2} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -j & -j \\ -j & -1 \\ -1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_s \\ E_{LO} \end{bmatrix}, \quad (2.39)$$

y por tanto, siguiendo el procedimiento habitual, las intensidades eléctricas resultantes son:

$$I_{I1}(t) = \frac{\Re}{4} \left( P_s(t) + P_{LO} - 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)) \right), \quad (2.40)$$

$$I_{I2}(t) = \frac{\Re}{4} \left( P_s(t) + P_{LO} + 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)) \right), \quad (2.41)$$

$$I_{Q1}(t) = \frac{\Re}{4} \left( P_s(t) + P_{LO} - 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \sin(\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)) \right), \quad (2.42)$$

$$I_{Q2}(t) = \frac{\Re}{4} \left( P_s(t) + P_{LO} + 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \sin(\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)) \right). \quad (2.43)$$

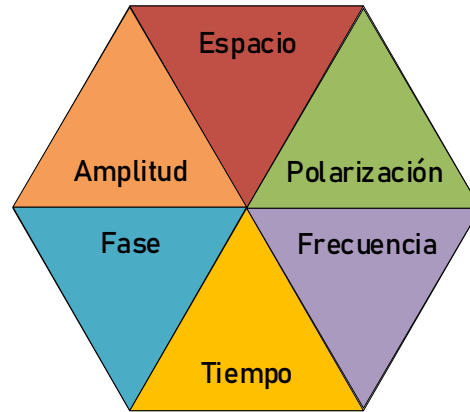
Por último, se combinan de nuevo ambas intensidades y se obtienen las expresiones finales:

$$I_I = I_{I1}(t) - I_{I2}(t) = -\frac{\Re}{2} \left( \sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)) \right), \quad (2.44)$$

$$I_Q = I_{Q1}(t) - I_{Q2}(t) = -\frac{\Re}{2} \left( \sqrt{P_s(t)P_{LO}} \sin(\omega_{IF}t + \theta_s(t) + \theta_n(t)) \right). \quad (2.45)$$

## 2.4 Estado del arte de las comunicaciones ópticas coherentes

Hoy en día, no queda ninguna duda de que las comunicaciones ópticas son parte muy importante en una red de comunicaciones de cualquier proveedor de servicios. La fibra óptica es el medio transmisor que más capacidad de canal puede soportar. La capacidad de canal se puede definir como la cantidad de información que un sistema puede transmitir por unidad de tiempo. Para poder dar este tipo de servicios, muchos son los protocolos de comunicación que han sido desarrollados, como SONET o OTN<sup>1</sup>, que ofrecen una forma fiable y robusta de transportar los datos. Existen infinitud de técnicas de transmisión que de un modo u otro emplean comunicación coherente, pero se podría establecer una clasificación de los mismos a partir de que usen o no una serie de recursos disponibles [Kaminow et al., 2013]. Son los siguientes: amplitud, frecuencia, tiempo, polarización, fase y espacio.

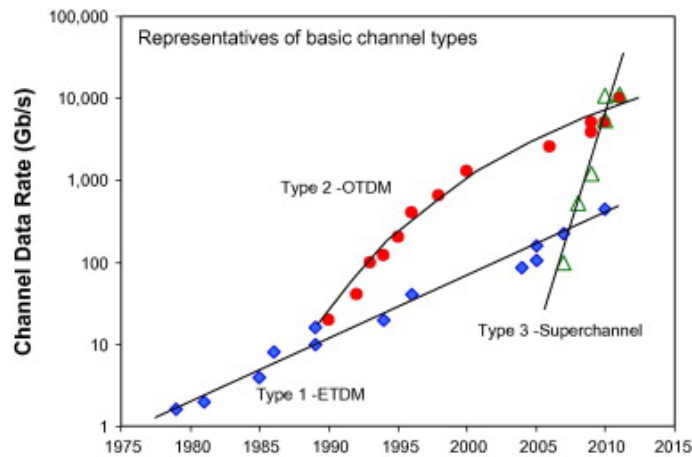


**Figura 2.11** Cada uno de los seis recursos disponibles a explotar en las comunicaciones ópticas.

Cualquier sistema de transmisión que se diseñe explota uno o varios recursos de los arriba disponibles. Echando la vista atrás a la historia, las condiciones no siempre han permitido aprovechar todas aquellas herramientas, o simplemente las investigaciones han ido centradas en utilizar algún recurso en concreto. Generalmente, la principal limitación siempre ha sido la imposibilidad de conseguir transparencia de la red óptica, es decir: no realizar ninguna transformación del dominio óptico de la señal durante todo el recorrido del enlace. Realmente se trata de un cuello de botella que sin duda ha marcado el desarrollo de todos los sistemas a lo largo de los años. Por lo general, cuanto más recursos se utilicen, mayor será la capacidad de canal que el sistema pueda soportar.

El objetivo de esta sección es realizar un estudio acerca de cuáles han sido las técnicas empleadas en cuanto al diseño comercial de un canal óptico. En función de la complejidad del sistema así como en función de las técnicas empleadas, los sistemas de comunicaciones ópticas pueden agruparse en tres grandes grupos [Xia and Wellbrock, 2013]. A continuación, se van a ir desgranando cada uno de estos grupos en los que se podrá observar cómo ha sido la evolución de un sistema completo de comunicaciones ópticas durante los últimos 50 años y cuáles son las tendencias de cara a las próximas décadas.

<sup>1</sup> ver <https://www.ciena.com/insights/articles/OTN-vs-SONETSDH-Comparing-the-differences-prx.html>



**Figura 2.12** Capacidad de canal para cada uno de los tres tipos de canales definidos a lo largo de los años. Fuente: [Xia and Wellbrock, 2013].

#### 2.4.1 Canales tipo 1

Aquí se engloban todos los canales que, de un modo u otro, emplean una única portadora y ninguna técnica de multiplexación óptica. Como se podrá entender, fueron los primeros sistemas en aparecer, así como los más sencillos en cuanto a diseño. Toda multiplexación que se realice aquí tiene que ir en el dominio eléctrico, de ahí que a estos canales también se les denomine canales ETDM. Pueden existir múltiples fuentes de información, pero a nivel óptico es invisible. Un único láser controlado por la señal de referencia es el encargado de viajar a través de la fibra. Por tanto, toma importancia el desarrollo de componentes eléctricos, con el objetivo de aumentar la tasa binaria [Chaciński et al., 2010].

Hasta no hace muchos años el principal esquema de modulación era el On-Off Keying (OOK). OOK era un sistema de modulación directa en intensidad, ya mencionado al principio de este capítulo. Estos sistemas no eran capaces de ofrecer más de 10 Gbps. Por tanto, es necesario establecer algún tipo de modulación multinivel. Si se lleva al límite este tipo de canales, aparecen estudios como en [Zhou et al., 2008], donde se logró transmitir con una tasa binaria de 100 Gbps durante 1000 km de distancia mediante una modulación RZ-DQPSK. La figura 2.13 refleja el esquema del experimento realizado. En el diseño se pueden encontrar elementos tales como el modulador Mach-Zehnder, que como se puede observar siempre está presente, compensadores de la dispersión de la fibra (DCF), filtros ópticos sintonizables (OTF) y atenuadores ópticos variables (VOA). Están presentes multitud de elementos ópticos y es otro factor importante para aumentar las prestaciones del sistema: como ya se ha remarcado, se tiende hacia un sistema de comunicaciones todo óptico y poco a poco se irán reduciendo la presencia de elementos eléctricos. Por tanto, para seguir aumentando la capacidad de canal es necesario migrar hacia otro tipo de canales donde sí que exista algún tipo de multiplexación de manera óptica.

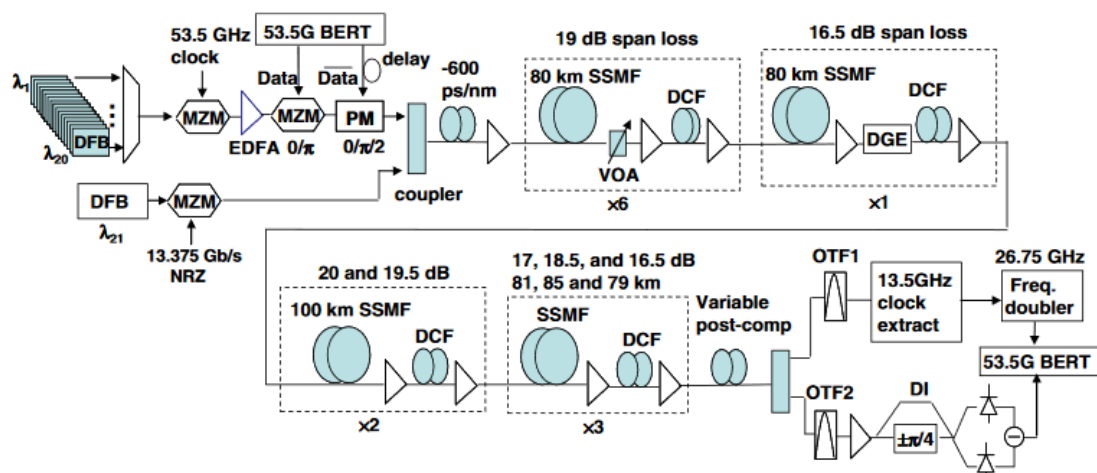
#### 2.4.2 Canales tipo 2

Los canales de tipo 2 son aquellos que introducen algún tipo de multiplexación óptica, pero mantienen en su diseño la incorporación solamente de una única portadora. Por tanto, la señal óptica transmitida es generada a partir de uno o más procesos en los que se combinan distintos flujos de datos. Se pueden encontrar tres tipos de multiplexación: en tiempo, en polarización y en espacio. La introducción de estas nuevas técnicas conllevará también la aparición de otros problemas nunca antes planteados que será necesario resolver.

##### Multiplexación en tiempo

La multiplexación en el dominio del tiempo, del inglés *Optical Time Domain Multiplexing (OTDM)*, es la técnica mediante la cual se introducen distintos flujos de datos separados en diferentes intervalos de tiempo. A cada flujo de datos se le asocia un intervalo de tiempo, una ranura en la que se le está permitido transmitir. Aquí toma una importancia crucial el aspecto de la sincronización, ya que si no se realiza un buen diseño, habrá solapamiento entre distintos pulsos transmitidos. Los relojes de cada fuente deben estar completamente



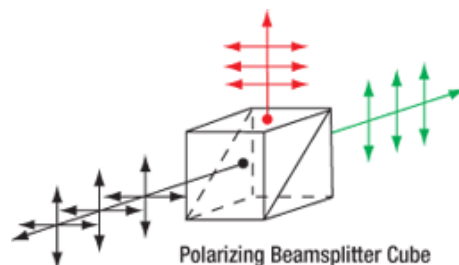


**Figura 2.13** Sistema 107 Gbps RZ-QPSK diseñado en [Zhou et al., 2008]. Se trata de un ejemplo de canal tipo 1.

sincronizados para evitar menguar las prestaciones del sistema. En cuanto a las técnicas de conformado de pulso escogidas, si se quiere que el ancho de los mismos sea lo suficientemente pequeño, es necesario emplear lo que se conoce como pulsos con retorno a cero (RZ). Son múltiples los estudios realizados acerca de OTDM, pero es cierto que hoy en día no se encuentran totalmente implementados, debido a que resulta más provechoso explotar otro tipo de técnicas de multiplexación, como la que se va a analizar a continuación.

## Multiplexación por polarización

La multiplexación por polarización es una técnica que como concepto es muy sencilla pero que no lo es tanto a la hora de realizar su implementación. Lo que no hay duda es que es directo conocer la ventaja de utilizar dos estados de polarización ortogonales para transmitir dos flujos de datos, ya que se consigue duplicar la tasa de bit sin aumentar el ancho de banda empleado o lo que es lo mismo: la eficiencia espectral se duplica. En el lado del transmisor, es relativamente fácil implementarlo: solo se necesita un elemento que sea capaz de separar las dos componentes de polarización del láser. En óptica se utiliza un *Polarization Beam Combiner (PBC)* (Figura 2.14). Una vez estén las dos componentes separadas, se puede tratar cada fuente por separado. El problema radica en la recepción, cuando se obtiene por la fibra la señal óptica correspondiente donde se encuentran juntos ambos rayos. Básicamente existen dos modos de separar la señal en cada una de sus componentes de polarización: mediante elementos ópticos o mediante procesamiento digital de señal (DSP). Las tendencias recientes apuntan más hacia la primera técnica de las dos pero hacen necesaria la inclusión de un elemento regulador para que no se pierda la referencia de alineación. Hoy en día, raro es el diseño de un sistema de comunicaciones ópticas que no tiene este sistema de polarización por multiplexación implementado.



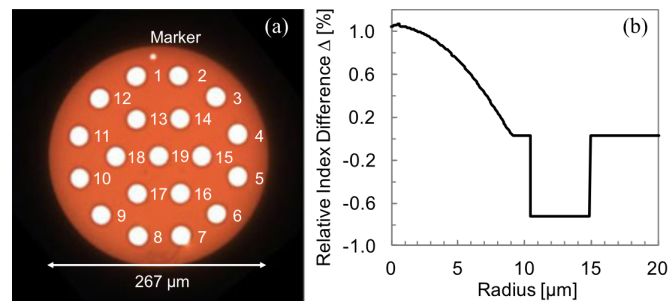
**Figura 2.14** Polarization Splitter.

## Multiplexación espacial

Por último, los estudios más recientes han sugerido el uso de técnicas de multiplexado por división espacial (SDM), que consiste en dividir un flujo de datos correspondiente a un único canal en varias fibras ópticas

individuales o a lo que también se le llama multiplexación espacial, dividirlo en múltiples modos de propagación asociados a una fibra óptica. Es necesario hacer hincapié en que no es referido aquí al hecho de introducir en varias fibras o modos de propagación múltiples canales, no. Esa técnica queda fuera de este grupo, puesto que aquí se habla de un único canal, donde los flujos de datos son separados en distintas fibras. Por tanto, cada flujo de datos tendrá su propia modulación transmitida con su modo correspondiente.

Muchas investigaciones consideran una gran fuente de explotación el usar técnicas SDM, aunque aquí entra en juego un buen diseño de la fibra óptica. Los desarrollos deben ir enfocados en la fabricación de fibras ópticas cada vez con menos imperfecciones. Un ejemplo muy reciente de un desarrollo de un sistema que emplea SDM puede encontrarse en [Soma et al., 2018], donde se ha realizado la demostración de una transmisión a través de un cable de fibra óptica de 19 núcleos empleando 6 modos de propagación a través de 11.3 km. En La figura 2.15 se puede apreciar un corte transversal de la fibra empleada así como el índice de refracción estimado para cada núcleo. La modulación empleada en cada uno de los flujos de datos fue una 16-QAM y en total se consiguió una tasa binaria de 10.16 Peta-bps. La eficiencia espectral resultante fue de 1099.9 b/s/Hz. Es cierto que dicho diseño emplea la tecnología WDM y por tanto pertenecería al siguiente tipo de canales que se va a estudiar a continuación, pero merece la pena referenciarlo aquí ya que se pone de manifiesto la importancia que las técnicas SDM están cobrando en la actualidad y que sin duda serán importantes en el futuro.



**Figura 2.15** Corte transversal e índice de refracción estimado para el diseño realizado en [Soma et al., 2018].

### 2.4.3 Canales tipo 3

La adición de técnicas de multiplexación en los canales ópticos no es la única alternativa por la que seguir aumentando la capacidad de canal. Existen otro tipo de canales que emplean más de una única portadora óptica. Pero el uso de esta técnica no implica que ya no se pueda utilizar todo lo que se ha venido explicando atrás. Se puede combinar cualquier tipo de multiplexación con el uso de varias portadoras ópticas: aparecen los denominados *superchannels*. Este tipo de canales tienen la capacidad de poder ser diseñados totalmente "a la carta". Se han realizado diseños que emplean desde 2 portadoras ópticas hasta más de 100, ajustándose así a las necesidades de la red. Como ya se ha comentado en más de una ocasión, la tendencia de las comunicaciones ópticas es cada vez parecerse más a las comunicaciones convencionales. Por tanto, hay que observar las técnicas empleadas por ejemplo en comunicaciones inalámbricas. Como bien se sabe, los últimos estándares de WiFi así como la quinta generación de comunicaciones móviles que actualmente se encuentra en desarrollo hacen uso de la tecnología OFDM, que se basa en la multiplexación de un conjunto de portadoras ópticas ortogonales entre sí, la cual cada portadora está modulada de una cierta manera. Además, recientemente se están desarrollando multitud de técnicas de procesamiento de señal que permiten operar con velocidades cada vez más altas, que hacen posible que canales de este tipo sigan avanzando y mejorando sus prestaciones continuamente [Liu et al., 2014]. Existen ya trabajos bastante completos que sin duda dan una idea de cuál es la tendencia a seguir [Guan et al., 2014]. Lo que sí que parece evidente es que prácticamente todos los sistemas diseñados emplean portadoras ópticas en torno a la tercera ventana de comunicaciones, esto es, a  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ , que es donde la fibra óptica presenta una menor atenuación y dispersión en su conjunto.

## 3 Diseño de un sistema DP-QPSK a 100 Gbps

---

*Educación es lo que queda después de olvidar lo que se ha aprendido en la escuela.*

ALBERT EINSTEIN

### 3.1 Introducción

Un sistema de comunicaciones digitales puede descomponerse en distintas partes muy diferenciadas. Dicho sistema se denomina digital porque en ambos extremos de la comunicación se encuentran un emisor y un receptor que hablan un mismo idioma: solo entienden de unos y ceros. Dicha analogía podría estudiarse para cualquier tipo de idioma y para cualquier tipo de emisor y receptor. Es decir, los esquemas de comunicaciones que van a ser presentados bien podrían asociarse a una comunicación entre dos personas que se encuentran en una habitación repleta de gente. Es comunicación, al fin y al cabo. Hacer llegar la información desde un punto a otro. La diferencia es que, gracias a las comunicaciones digitales, es posible conseguir que la información de la vuelta a nuestro planeta casi instantáneamente. Y para que esto sea posible, deben definirse minuciosamente todos y cada uno de los parámetros con el objetivo de diseñarlos de la forma óptima.

Un diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones digitales podría ser como el ilustrado en la figura 3.1, en el que cada uno de los bloques son detallados a continuación.

- **Fuente.** Se trata de la fuente generadora de bits que se desean transmitir, aunque como ya se ha mencionado anteriormente, no tienen por qué serlos.
- **Codificadores y decodificadores.** En este bloque se incluyen algunos elementos adicionales que se suelen añadir cuando se plantea el diseño de un sistema de comunicaciones digitales. Se trata de los codificadores de fuente y codificadores de canal. Los primeros, se encargan de reducir la información a transmitir eliminando redundancia existente. Por ejemplo, en el caso de la voz humana, entrarían cualquier tipo de coders que eliminan redundancia, con el objetivo de eliminar la información redundante existente. En el caso de los codificadores de canal, hacen justamente lo contrario, puesto que añaden bits adicionales con el objetivo de minimizar la probabilidad de error a posteriori. Aquí se encuentran las técnicas comúnmente usadas en comunicaciones ópticas como son las técnicas FEC de correcciones de errores. En la sección 4.3.2 se introduce brevemente el funcionamiento de estas técnicas, aunque no han sido introducidas en el diseño del sistema, puesto que como se comentará más adelante, el software empleado para la simulación las añade automáticamente.

- **Transmisor.** Es el encargado de enviar los datos al canal de transmisión y se suele hacer en dos pasos: primero se asocia un conjunto de bits al símbolo correspondiente y después se realiza el proceso de modulación, esto es: introducir la información de dicho símbolo en la portadora que se desea transmitir.
- **Canal de transmisión.** El canal de transmisión es el único elemento de los presentados que no se puede modificar y que es el elemento que se interpone entre transmisor y receptor. En nuestro caso más concreto, el medio de transmisión es la fibra óptica que, como ya se ha estudiado, introduce una serie de degradaciones en la señal transmitida, tales como atenuación y distorsión así como la adicción de ruido que indudablemente debe ser analizado con detenimiento. Todas las técnicas y métodos realizados a lo largo de la cadena de comunicación están diseñadas para tratar de contrarrestar el efecto del canal.
- **Receptor.** La señal degradada llega al receptor y este es el encargado de realizar la demodulación (extraer la información de la portadora) y la detección de los símbolos (extraer los bits) que fueron transmitidos.
- **Destino.** Finalmente, la información llega al punto determinado y, si el diseño del sistema completo ha sido realizado de forma correcta, no habrá errores en la recepción y se habrá establecido la comunicación de forma correcta.

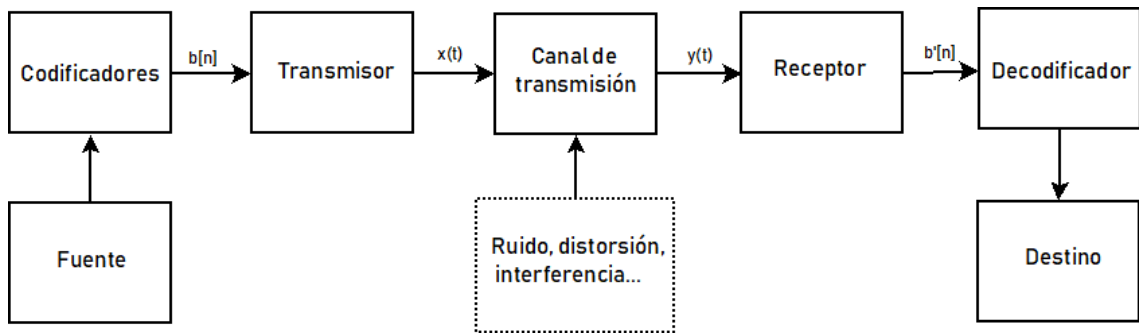


Figura 3.1 Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones digital..

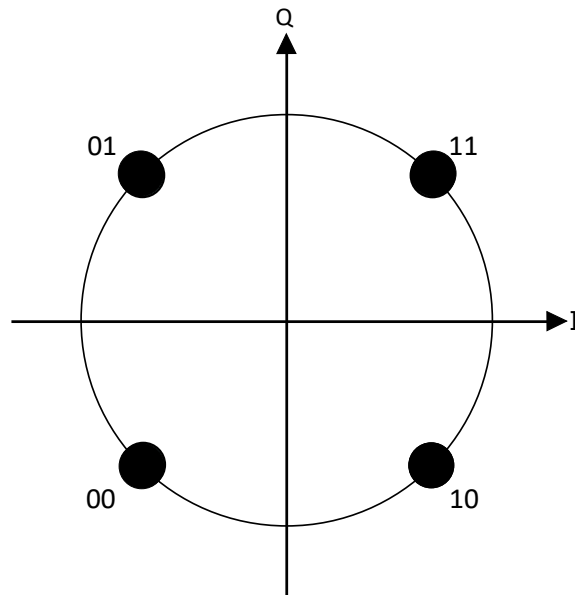
### 3.2 ¿Por qué 100 Gbps DP-QPSK?

Como ya se puede intuir, el sistema de comunicaciones ópticas elegido es un sistema DP-QPSK a 100 Gbps. Nuestro diseño pertenece, si se sigue el criterio de clasificación mencionado en el capítulo anterior, a los canales de tipo 2, los que forman parte sistemas de transmisión que emplean una única portadora pero que aprovechan distintas técnicas de multiplexación de naturaleza muy diversas. Entrando más en detalle, nuestro sistema emplea multiplexación por polarización, simbolizado por las siglas *DP* - *Dual Polarization*. El método de modulación básico escogido ha sido una QPSK en la que se agrupan los bits de dos en dos para formar cuatro símbolos posibles, tal y como indica la siguiente expresión,

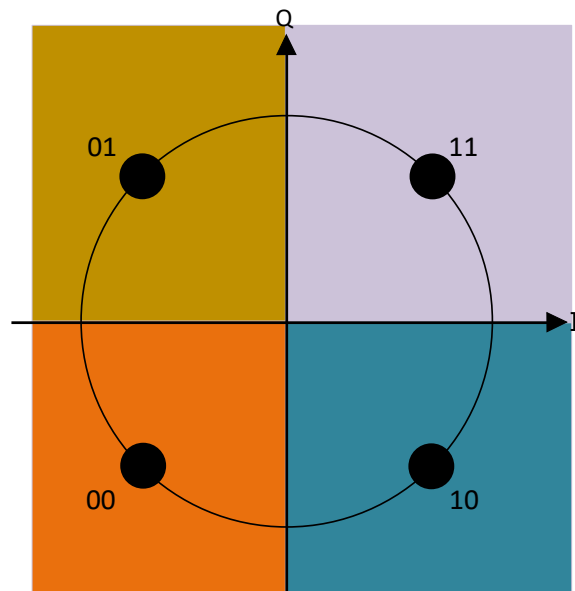
$$M = \log_2(k),$$

donde  $k$  es el número de bits que queda representado en un símbolo y  $M$  el número de símbolos de la constelación. A cada símbolo posible se le asocia una fase determinada que se logra introducir en la portadora. La portadora, al tratarse de un sistema de comunicaciones ópticas, es un láser. A la hora de realizar el proceso de modulación, es necesario utilizar un modulador externo, el cuál ofrece unas mejores prestaciones que si se modulara la portadora óptica de manera directa.

En la figura 3.2 se representa la constelación de la modulación propuesta. Como bien se sabe, una constelación es un método de representación en el plano complejo de los símbolos en términos de amplitud y fase que representa un esquema de modulación digital. En este caso, se pueden observar cuatro símbolos que representan un conjunto de dos bits por símbolo. Esa asociación de los bits para un símbolo determinado podría hacerse de forma totalmente aleatoria, pero pueden sacarse algunas ventajas si se asignan bajo algún criterio. Cuando la señal óptica se introduzca en el canal, sufrirá toda una serie de degradaciones que de



**Figura 3.2** Constelación de una modulación QPSK sin degradación.



**Figura 3.3** Fronteras de decisión correspondientes a una modulación QPSK.

un modo u otro harán que el símbolo representado no se ubique donde cabría esperar idealmente. Lo que sí se espera es que sea un punto que esté relativamente cerca al esperado. Habrá que establecer fronteras de decisión, es decir, lugares geométricos en la constelación donde se tomará la decisión de haber transmitido un símbolo u otro. Las fronteras de decisión que minimizan la probabilidad de error se pueden observar en la figura 3.3.

Todas las fronteras asociadas a cada uno de los símbolos se prolongan tanto en una componente como en otra hasta el infinito. Por tanto, si existe un error, por ejemplo, al haber transmitido el símbolo asociado a los bits "11", lo más probable es que el símbolo realmente transmitido sea de una frontera adyacente. Además, como equivocarse al transmitir un símbolo no significa equivocarse al transmitir todos los bits asociados a ese símbolo, se puede asignar una codificación de Gray, como la ilustrada en la figura, en la que dos símbolos adyacentes se diferencian en un solo bit, de la forma en que habrá un error cuando se asocie los bits "01" o "10" pero será mucho menos probable encontrarse con un error en el que asocie los bits "00", que supondría cometer un error doble en cuanto a bits se refiere. De esta manera se logra reducir aún más la probabilidad

de error, como puede lograr a entenderse. Durante este capítulo repetidamente se utilizarán constelaciones de este tipo como resultado de las simulaciones realizadas ya que son una herramienta muy poderosa para entender las degradaciones que han ocurrido en todo el sistema.

La elección de este sistema de comunicaciones podría justificarse mediante varios motivos. En primer lugar, es un sistema puntero en cuanto a su uso comercial. En segundo lugar, se trata de un sistema que ahonda en las comunicaciones ópticas coherentes pero que no deja de ser un sistema relativamente sencillo, por lo que puede realizarse un análisis minucioso de cada uno de sus elementos y liga con lo que se ha valorado con especial relevancia durante todo este proyecto, que es la realización del diseño al más bajo nivel posible. Optisystem posee una larga librería de bloques los cuales algunos se corresponden con elementos reales, y otros son ficticios que agrupan una o varias funciones para facilitar la tarea al usuario. La intención de este trabajo es precisamente intentar ignorar estos últimos puesto que no corresponderían con un diseño de un sistema de comunicaciones real. Como último motivo, este sistema deja constancia que por muy simple que sea un sistema en el dominio óptico, las prestaciones y la capacidad de canal que se pueden obtener son asombrosas.

Otro debate surgido ha sido la elección del pulso conformador. No se pretendían utilizar formatos muy avanzados, puesto que no se perseguía combatir ningún efecto de sincronismo o de control de fase (aunque más adelante se verá que es una alternativa para corregir ciertos errores surgidos). Por tanto, la duda radicaba en utilizar un pulso NRZ o un pulso RZ. En sistemas TDM no hay duda: hay que usar pulsos RZ para poder multiplexar y demultiplexar la señal óptica correctamente. Pero nuestro diseño no emplea técnicas TDM, por lo que se ha decantado por emplear un pulso NRZ puesto que casa mejor con sistemas DWDM debido a que ocupan un menor ancho de banda y aportan un mayor alcance de transmisión.

Para terminar, es importante comentar que el diseño y la posterior simulación realizada se trata de un único vano *Dual Polarization Quadrature Phase-Shift Keying* a 100 Gbps. Por un único vano se entiende aquí un único canal, una única portadora. En sistemas comerciales hoy en día carece totalmente de sentido realizar un enlace en el que no se empleen técnicas que usen más de una portadora y para ser más concreto, DWDM. El diseño que se va a realizar aquí corresponde al de un solo canal pero bien se podrían emplear técnicas DWDM para integrar N vanos como el aquí realizado. De esta manera, se conseguiría un sistema *N-Dense wavelength division multiplexing Dual Polarization Quadrature Phase-Shift Keying* a  $N \cdot 100$  Gbps.

### 3.2.1 Diseño, simulación e implementación.

Merece la pena reservar un apartado para comentar las diferencias entre diseño, simulación e implementación, que aunque sean conceptos que forman parte del día a día de un ingeniero de telecomunicación, no siempre se sabe diferenciar un concepto de otro. Un diseño es "un proyecto, un plan que configura algo". No debe confundirse con la simulación, que es la encargada de poner en marcha dicho diseño mediante algún software. Por tanto, una simulación no es más que una representación de algo imitando lo que no es. Por último, la implementación es la acción de llevar a cabo físicamente el proyecto anteriormente diseñado y simulado, y su posterior testeo. Por tanto, un buen proyecto debe pasar por cada una de estas etapas garantizando el correcto funcionamiento en cada una de ellas.

En este proyecto solo se ha llegado hasta la etapa de simulación, quedando pendiente la implementación del diseño realizado y su puesta en marcha en un laboratorio, que sin duda serían las fases que más tiempo requerirían. La fase de implementación requeriría del uso real de todos y cada uno de los dispositivos que a partir de aquí van a ser mencionados, dispositivos que resultan imposibles de adquirir por cuestiones económicas.

## 3.3 Diseño del transmisor óptico

A partir de aquí, y durante las secciones restantes del capítulo, el objetivo principal será construir un sistema de comunicaciones ópticas coherentes 100 Gbps DP-QPSK. El primer paso consiste en realizar el diseño de nuestro transmisor, el cual se muestra en la figura 3.5. Como se puede observar, existen dos procesos muy diferenciados. Por un lado, la generación de bits aleatoria con una tasa asignada a una variable de *Bitrate* = 100 Gbps que inmediatamente son separados mediante un convertidor serie a paralelo. Este elemento simplemente envía la mitad de los bits hacia una rama y la otra mitad hacia la otra rama. Por otro

lado, se encuentra el láser, el cual emite un tono puro a una frecuencia de  $f_c = 193.1 \text{ THz}$ , es decir, en tercera ventana de comunicaciones ópticas. Ya se ha comentado con anterioridad que hoy en día prácticamente todos los diseños de comunicaciones ópticas transmiten en dicha ventana gracias a los bajos valores de atenuación y dispersión. La potencia del láser es un parámetro que por el momento va a tomar un valor de  $0 \text{ dBm}$ , es decir, de  $1 \text{ mW}$  pero que queda en cierto modo como una variable "libre", ya que si no se cumplen ciertos requisitos en la simulación, puede ser modificado. Dicho láser emite en ambos componentes de polarización, por lo que si se quiere hacer una distinción por dicha polarización, es necesario separar las componentes. Para ello se emplea el ya mencionado elemento en la figura 2.14 denominado *Polarization splitter* que es el encargado de separar ambas componentes. La figura 3.4 muestra una representación del espectro óptico del láser. El eje horizontal se encuentra medido en longitud de onda, es típico utilizar esta magnitud en lugar de los Herzios cuando se trata de comunicaciones ópticas.

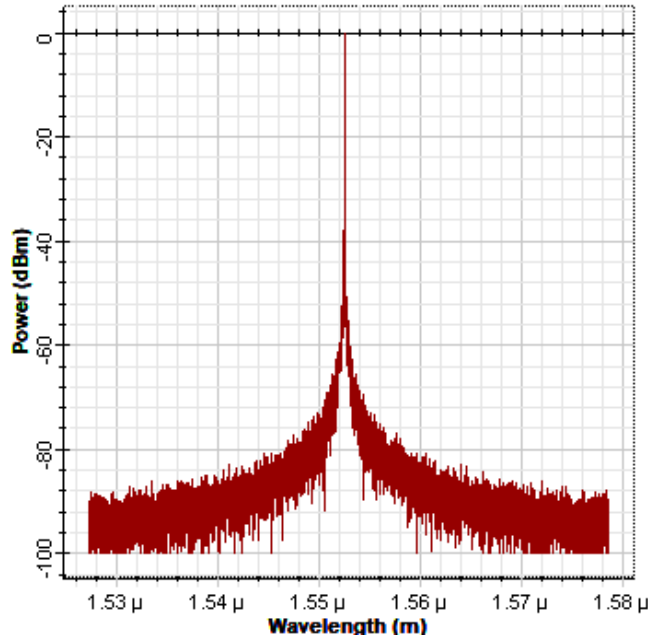


Figura 3.4 Espectro óptico del láser utilizado en el diseño.

Una vez caracterizado el láser, el siguiente paso es introducir los bits generados en la portadora óptica. Para ello, se ha realizado el diseño de un modulador QPSK que se encuentra duplicado dos veces, una por cada componente en polarización. Como se puede observar, el diseño es muy repetitivo, puesto que el objetivo es una transmisión con dos QPSK ortogonalmente polarizadas. El bloque QPSK viene detallado de una mejor manera en la figura 3.6. En cuanto al dominio óptico, es necesario desfasear una rama de la portadora con el objetivo de poder conseguir así las dos componentes necesarias para nuestra modulación: en fase y en cuadratura. Es posible aprovechar la definición de acoplador óptico, ya vista en la ecuación 2.27. Por tanto, el acoplador mezcla en sus dos salidas las dos entradas estableciendo una diferencia de fase. Si se le asigna a una de sus entradas un *null óptico*, se obtendrá el desfase deseado. Esto es exactamente lo que se realiza en el diseño mostrado. Una vez hecho esto, las dos portadoras se introducen en el MZM, el cual se ha configurado con las características de la tabla 3.1. Los parámetros del MZM han sido extraídos de un catálogo disponible como anexo al final del documento, lo cual se corresponde con escenarios comerciales con total presencia en redes de comunicaciones hoy en día. Para los acopladores y los combinadores ópticos se han considerado unas pérdidas típicas de 3.5 y 3 decibelios respectivamente. En cuanto a los datos de información, se recuerda que los bits que se pretenden transmitir han sido separados previamente para así aprovechar los dos estados de polarización. Por tanto, la tasa binaria aquí presente es la mitad de la original,  $R'_b = 50 \text{ Gbps}$  o lo que es equivalente, el período de bit es de  $T'_b = \frac{1}{R'_b} = 20 \text{ ps}$ . Para entender cómo ha sido la asignación de las amplitudes de los pulsos se ha realizado un ejemplo el cual se muestra al final de este apartado.

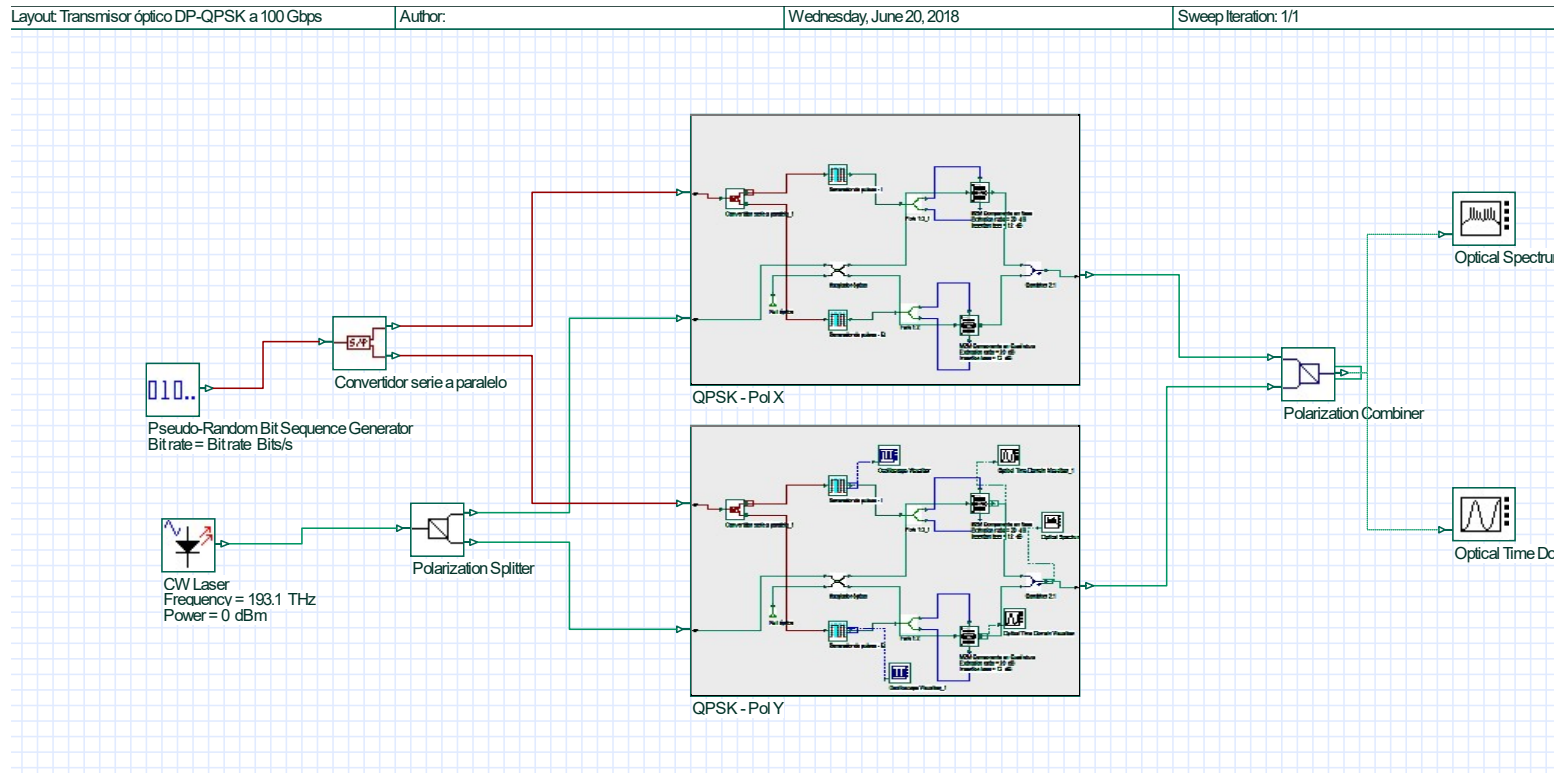
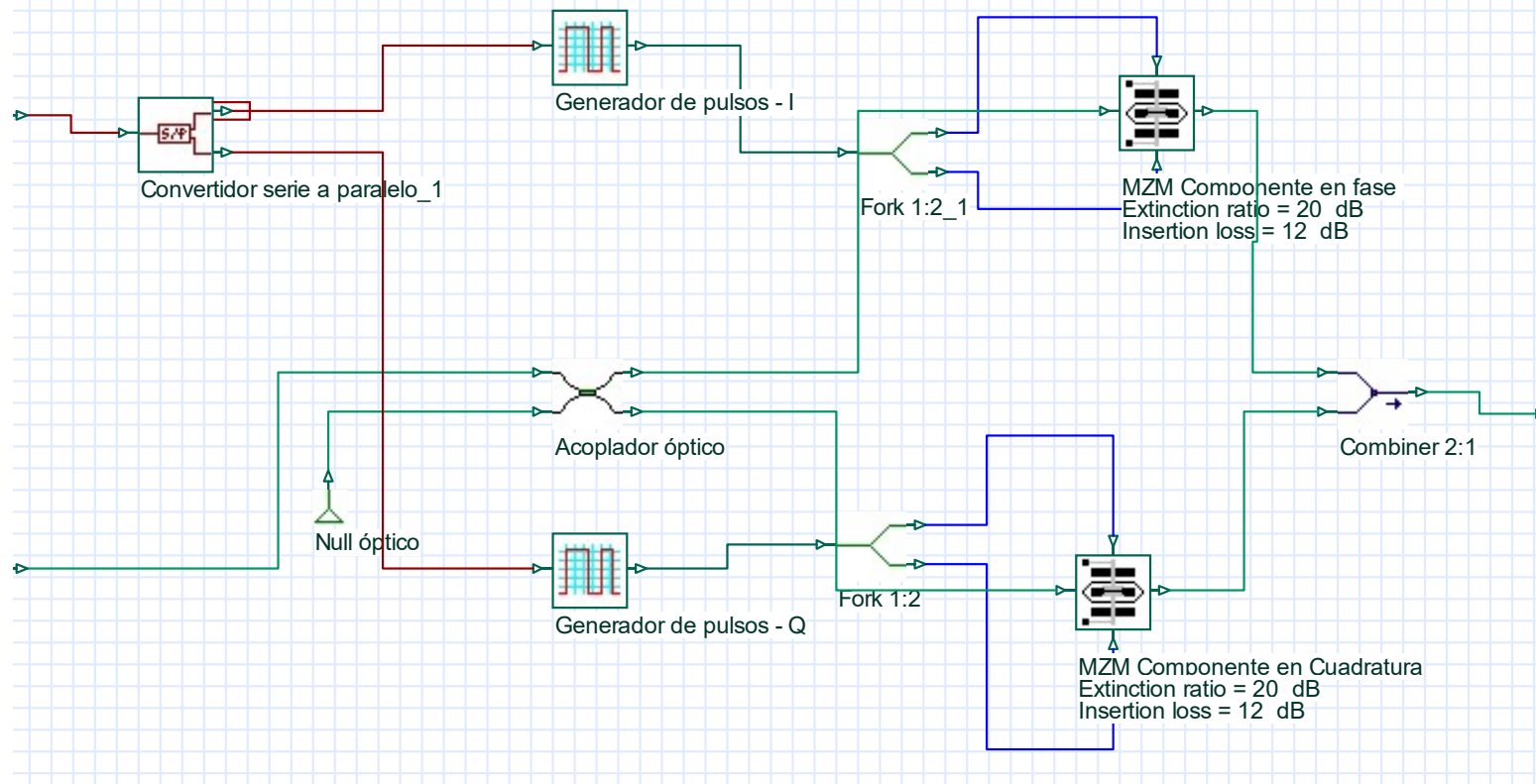


Figura 3.5 Diseño del transmisor óptico coherente.





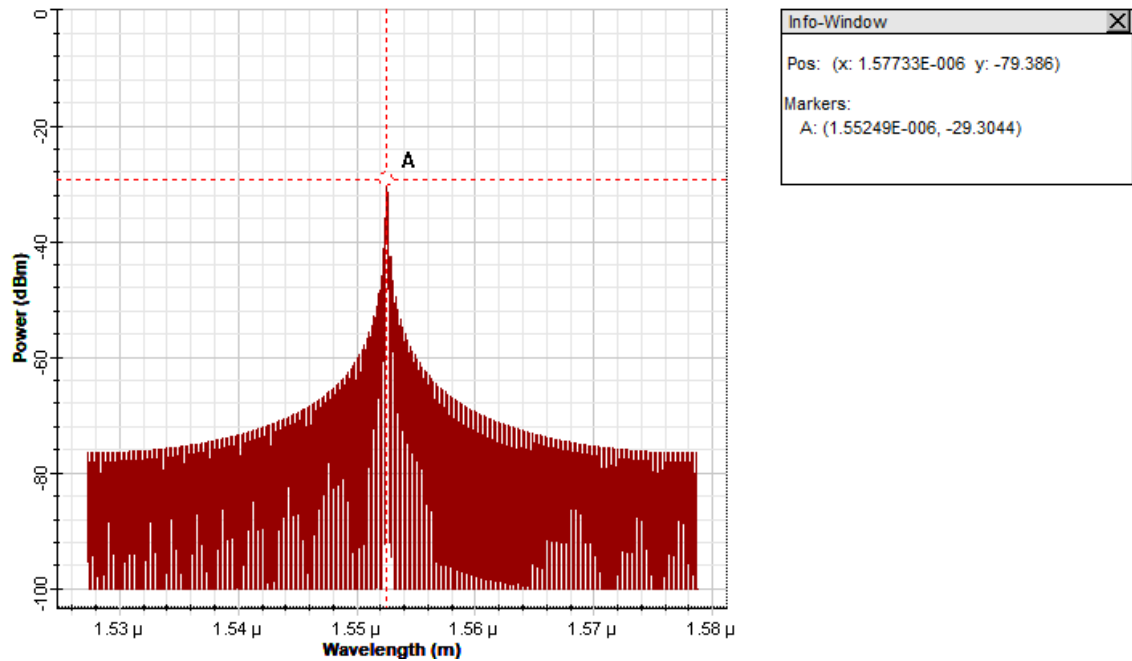
**Figura 3.6** Diseño del modulador óptico QPSK para una de las componentes de polarización.

Los parámetros que se han utilizado para el diseño del transmisor óptico vienen reflejados en la tabla 3.1.

**Tabla 3.1** Parámetros de configuración del MZM.

Name	Valor	Unidad
Extinction ratio	20	dB
Switching bias voltage	4	V
Switching RF voltage	4	V
Insertion loss	0	dB
Bias voltage 1	0	V
Bias voltage 2	0	V

Una vez se ha modulado cada componente por separado, deben volver a unirse, puesto que van a ser transmitidas por una sola fibra, como es lógico. Para ello se usa un elemento pasivo denominado combinador cuya función no es más que unir dos señales ópticas. Si el diseño se ha realizado correctamente, la unión de dichas componentes estarán totalmente desfasadas  $90^\circ$  y por tanto será posible su demodulación, puesto que puede demostrarse que ambas portadoras son ortogonales entre sí. La técnica de demodulación será vista en el siguiente apartado pero no es más que poner en práctica el principio de detección coherente estudiado en el capítulo anterior. Por último, en la figura 3.7 se representa el espectro óptico de la señal una vez se han juntado sus componentes de polarización en X y en Y, es decir, la señal justo antes de ser introducida en la fibra óptica. Como se puede contemplar, el espectro de la señal ha cambiado, como consecuencia del paso de la misma por cada uno de los bloques que se encuentran en el transmisor. Se ha introducido un *marker* para medir el pico de potencia óptica y se mide un valor de  $P_{tx} = -29.3044 \text{ dBm}$ . Puede establecerse una comparación con el espectro óptico del láser incidente, representado en la figura 3.4. Nótese la gran diferencia en cuanto a la potencia de pico, que estaba ajustada a 0 dBm como parámetro en Optisystem. Esto se debe a las pérdidas que introducen los elementos del transmisor tales como los combinadores, acopladores o el propio MZM; que como se intuía, no son ideales. Estas degradaciones han sido producidas en el propio transmisor, antes de introducir la señal en la fibra óptica, lo que hace una idea de la alta vulnerabilidad a la que se exponen este tipo de diseños.



**Figura 3.7** Espectro óptico de la señal transmitida a la entrada del canal de transmisión.

Por otro lado, se ha modulado el propio láser, por lo que era de esperar que el espectro presentara algunos

cambios en torno a la frecuencia central, esto es,  $f_c = 193.1 \text{ Thz}$ . Precisamente esto es lo que ocurre tal y como puede observarse en la figura 3.8. Se puede apreciar con total claridad la presencia de lóbulos laterales que recuerdan a la representación de una señal *Sampling*. Este razonamiento no va nada mal encaminado, puesto que como ya se sabe, es un tren de pulsos ópticos rectangulares los que son introducidos en la portadora, esto es:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{N-1} (K_1 s_I[i] g(t) \sin(2\pi f_c t) + K_2 s_Q[i] g(t) \cos(2\pi f_c t)) \quad (3.1)$$

donde  $s_I[i]$  y  $s_Q[i]$  son los símbolos a transmitir en la componente en fase y cuadratura respectivamente,  $g(t) = \text{rect}(\frac{t-iT}{T})$  el pulso conformador tal y como se define en el layout correspondiente. Las constantes  $K_1$  y  $K_2$  se han introducido como un factor de corrección ya que habría que introducir los efectos producidos por el MZM, los cuales se desconocen con precisión. Aquí es necesario detenerse un momento y reflexionar acerca de la ortogonalidad de las componentes en fase y cuadratura. Realmente esta es la base de nuestro diseño, pero sí que es cierto que deben cumplirse ciertas suposiciones para que se puedan considerar las señales  $g(t) \cos(w_c t)$  y  $g(t) \sin(w_c t)$  como ortogonales. Concretamente deben cumplirse dos condiciones: la señal  $g(t)$  tiene que ser una señal paso de baja y debe cumplirse que  $f_c \gg 1/T$ . Ambas condiciones se cumplen, ya que  $g(t)$  es un pulso rectangular y por tanto su espectro es paso de baja, y en el segundo caso puede verse que

$$193.1 \cdot 10^{12} \gg 25 \cdot 10^9,$$

siendo  $T = 40 \text{ ps}$  el período de símbolo tal y como se comprobará en la siguiente sección. Existen tres órdenes de magnitud de separación por lo que es posible considerar dicha suposición como válida. Aplicando la transformada de Fourier y teniendo en cuenta las siguientes transformadas básicas y propiedades, esto es,

$$\text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) \rightarrow \tau \text{Sa}(\pi f \tau), \quad (3.2)$$

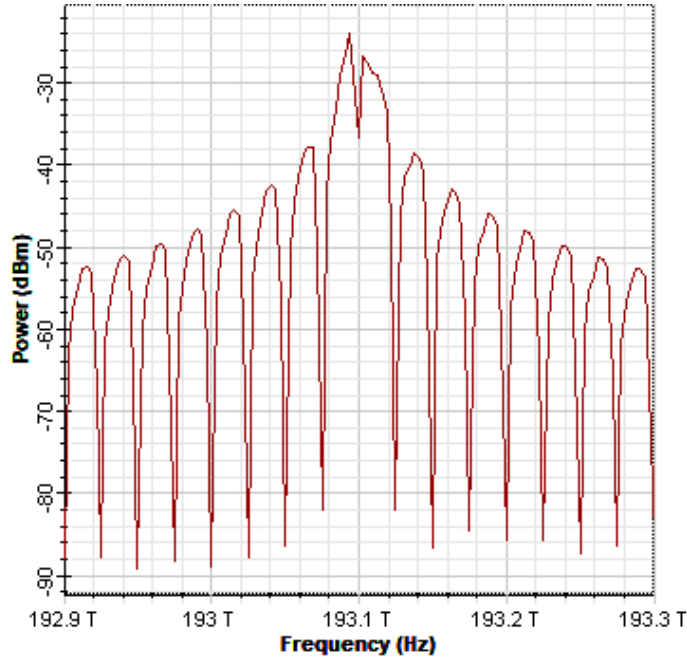
$$\cos(w_c t) \rightarrow \frac{1}{2} \delta(f - f_c) + \delta(f + f_c), \quad (3.3)$$

$$\sin(w_c t) \rightarrow \frac{1}{2j} \delta(f - f_c) - \delta(f + f_c), \quad (3.4)$$

$$x_1(t)x_2(t) \longleftrightarrow [X_1(f) * X_2(f)], \quad (3.5)$$

se puede llegar a entender que el espectro óptico resultante sea de la forma de una *Sampling* trasladada en torno a la frecuencia central, esto es,  $193.1 \text{ Thz}$  y por tanto concuerda con lo ilustrado en la figura 3.8. Los resultados matemáticos exactos se omiten puesto que entrarían aquí en juego otros aspectos más avanzados relativos a procesos aleatorios estadísticos y quedan por tanto fuera del objetivo de este trabajo. El desarrollo teórico completo para el caso de la densidad espectral de potencia para un proceso aleatorio discreto puede encontrarse en [Payán Somet, 2014].

A continuación se presenta un ejemplo práctico en torno al layout de las figuras 3.5 y 3.6 para que pueda entenderse mejor el funcionamiento del transmisor en sí.



**Figura 3.8** Espectro de la señal óptica transmitida ampliado en torno a su frecuencia central.

#### Ejemplo: Generación de pulsos QPSK con una secuencia de bits.

En este ejemplo se van a representar diferentes formas de onda con el objetivo de mostrar el proceso de asignación de cada símbolo respecto a un bit. Se parte de una secuencia conocida de 16 bits, la cual es la siguiente:

$$b[n] = 0111110001101110.$$

Dicha secuencia puede observarse en la figura 3.9 donde cada bit tiene una duración de 20 ps y la figura se encuentra referida al punto inicial del convertidor serie paralelo del layout 3.6. Como el objetivo es realizar la asignación de bits empleando codificación de Gray, tal y como se mostraba en la constelación de la figura 3.2, es muy sencillo el diseño del mismo, puesto que el primer bit de la pareja de la constelación puede ser asignado a la componente en fase y el segundo bit a la componente en cuadratura. Si un bit es 0 significará una amplitud compleja negativa, y si un bit es 1 significará una amplitud compleja positiva. El diseño con codificación Gray es muy sencillo y no requiere de ninguna implementación de puerta lógica, como sí lo requeriría cualquier otra asignación de bits que no fuera de Gray. Como se puede observar, el diseño está realizado a muy bajo nivel, ya que en Optisystem existen bloques que directamente generan la secuencia de amplitudes para cada componente a partir de una fuente de bit. El objetivo del trabajo no es escoger esos componentes y por eso se ha propiciado a realizar el diseño al nivel más bajo que nos permita el software. Una vez que se ha realizado la asignación de bits, el siguiente paso es la generación de los pulsos, partiendo de un pulso conformador. A partir de la secuencia indicada anteriormente, es posible realizar la separación de los bits mediante impares y pares:

$$b_I[n] = 01100111,$$

$$b_Q[n] = 11101010.$$

Tras pasar por el generador de pulsos se obtienen las amplitudes ilustradas en la figura 3.10. Es importante destacar que como se han asignado los bits de dos en dos, ahora el período de símbolo es  $T = T_b' \log_2(M) = 40$  ps siendo  $M$  el número de símbolos de la constelación, en este caso, 4. Por ejemplo, en el caso de la

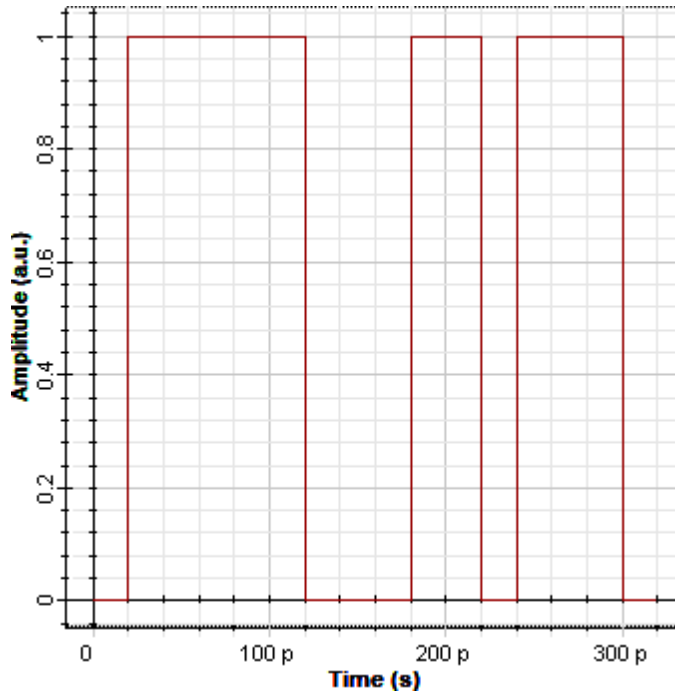


Figura 3.9 Secuencia de bits empleada en el ejemplo descrito.

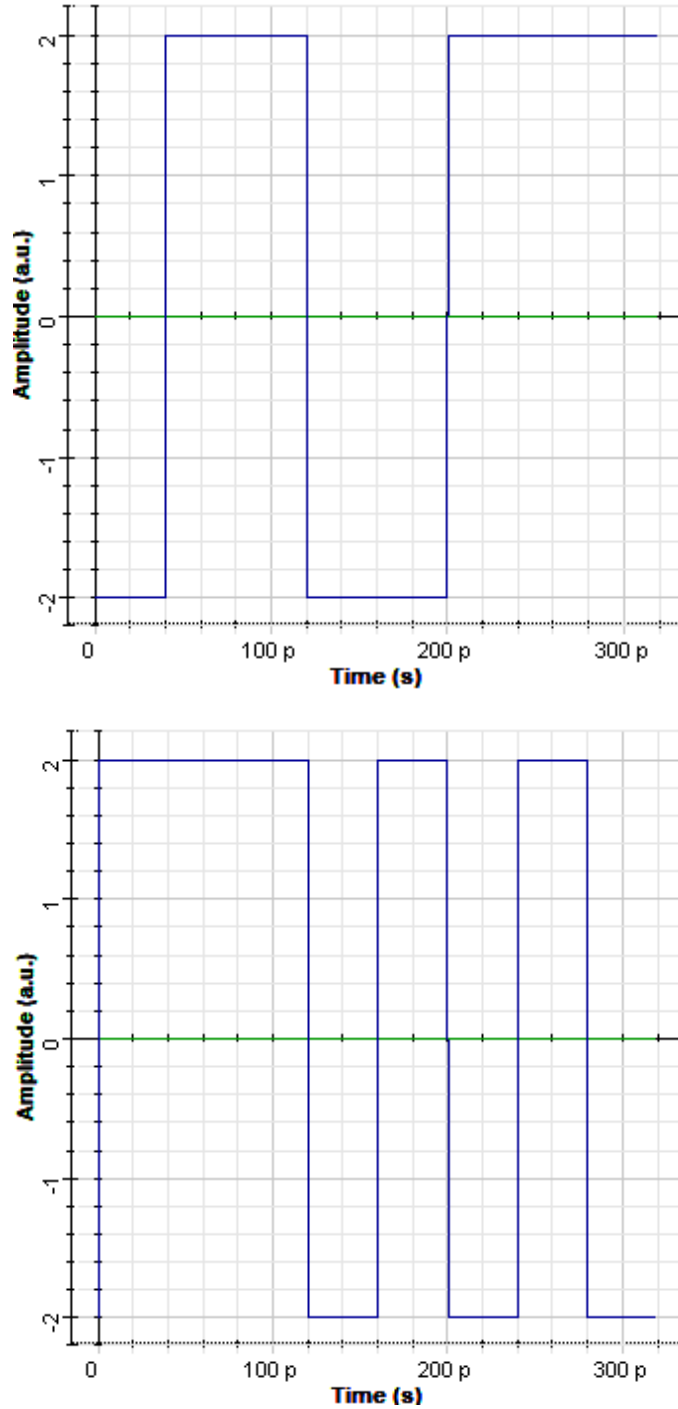
primera asignación, se tienen los bits  $b_I[0] = 0$  y  $b_Q[0] = 1$  que corresponden a una componente en fase negativa pero una componente en cuadratura positiva. En la constelación de la figura 3.2 se verifica que efectivamente esto es así. Nuestra modulación está diseñada de forma correcta y además óptima en cuanto a probabilidad de error, pues se ha diseñado siguiendo codificación de Gray.

### 3.4 Diseño del canal de transmisión

En esta sección se pone de manifiesto cómo ha sido el proceso de diseño del canal de transmisión, es decir, qué criterios se han seguido y cómo ha sido el desarrollo del procedimiento. Los avances que recientemente se han producido en cuanto al diseño y fabricación de las fibras ópticas también han dado un empuje de un modo u otro al auge de las comunicaciones ópticas coherentes. De esta manera, es necesario investigar acerca de las últimas fibras ópticas disponibles en el mercado, y esto es precisamente lo que se realiza a continuación.

#### 3.4.1 Elección de la fibra óptica

El estudio se ha centrado en las fibras ópticas de un solo modo, puesto que, como ya se ha comentado anteriormente, en el diseño no se encuentra implementada ninguna técnica de explotación de más de un modo y por tanto carece de sentido usar fibras multimodo cuando no se van a ser explotadas adecuadamente. Se ha recurrido a la recomendación de la ITU-T G.652 que se titula "*Características de una fibra óptica monomodo y del cable*", la cual encaja con lo que se busca. La recomendación mencionada puede encontrarse en [G.652, 2016]. Dicho manual, cuya última versión data de noviembre de 2016, especifica una serie de criterios en cuanto a ciertos parámetros que cualquier fibra óptica de este tipo debe cumplir. Pero realmente, si se quiere realizar un diseño real, debe de hacerse con componentes reales. Por tanto, es necesario realizar una búsqueda de catálogos de fibras ópticas y escoger alguno. Existen multitud de fabricantes en todo el planeta, pero los más importantes a nivel de manufacturación como de calidad son los siguientes: Corning, Cleerline, Celerity y Metra Home Theater. Finalmente se ha optado por la elección de una fibra de Corning denominada SMF-28e+. Los motivos de la elección de Corning son variados. El principal motivo es que está considerado como el referente en la industria en cuanto a fabricación de fibras ópticas monomodo, lo cual encaja en nuestros criterios. Por otro lado, aunque su *datasheet* [Corning, 2014] esté publicado a fecha



**Figura 3.10** Amplitud de los pulsos generados en su componente en fase (arriba) y cuadratura (abajo).

de 2014, sigue cumpliendo el estándar de la ITU-T G.652 con la versión del 2016. Para un análisis más amplio, se recomienda consultar el catálogo del elemento disponible como anexo al final del documento. A continuación se presenta una tabla con las características más destacadas en torno a nuestro punto de operación, esto es, en torno a  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ .

La fibra óptica seleccionada, presenta una dispersión máxima de  $D = 18 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ , la cual perjudicará con creces el sistema de transmisión provocando ensanchamientos de los pulsos transmitidos, que generará como consecuencia una interferencia entre símbolos (ISI). Se calcula, que para moduladores externos, la

**Tabla 3.2** Características más importantes de la fibra SMF-28e+.

Parámetro	Valor	Unidad
Máxima atenuación	$\leq 0.20$	dB
Longitud de onda de corte ( $\lambda_{cc}$ )	1260	nm
Confinamiento de la potencia óptica (MFD)	$10.4 \pm 0.5$	$\mu m$
Dispersión	$\leq 18$	ps/(nm·km)
Dispersión por polarización	0.1	ps/ $\sqrt{km}$

distancia límite introducida por la dispersión cromática puede expresarse como [Salvador and Carlos, UCII]:

$$L < \frac{K_o T_b}{D \Delta \lambda}, \quad (3.6)$$

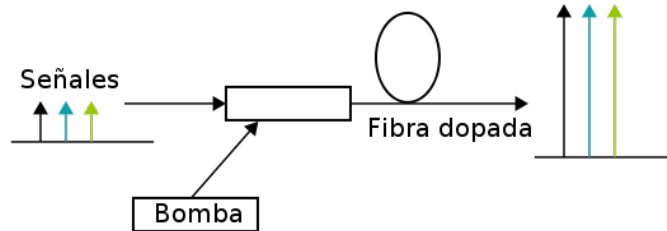
donde  $K_o$  es el porcentaje en tanto por uno del tiempo de bit que ocupa el pulso, al tratarse de pulsos NRZ,  $K_o = 1$ .  $T_b$  es el régimen binario de un solo vano, esto es,  $T_b' = 1/R_b' = 40$  ps, D es el valor de la dispersión cromática proporcionada en valor absoluto, que tomará durante todo el diseño un valor de  $17$  ps/(nm·km) y  $\Delta \lambda$  es el ancho de banda medido en longitud de onda que ocupa nuestra señal. En tercera venta de comunicaciones ópticas, como es el caso, se considera una buena aproximación tomar un valor de  $\Delta \lambda = 1$  nm (125 GHz). Introduciendo todos los datos en la ecuación, se obtiene:

$$L < \frac{140 \text{ ps}}{17 \frac{\text{ps}}{\text{nm} \cdot \text{km}} 1 \text{ nm}} = 2.35 \text{ km}, \quad (3.7)$$

lo que denota una distancia extremadamente corta. Por tanto, hay que recurrir a otro tipo de técnicas que debiliten el efecto de la dispersión y por consiguiente consigan aumentar la distancia límite. Afortunadamente, existen fibras ópticas compensadoras de la dispersión (DCF) que pueden ser utilizadas para corregir y revertir la dispersión acumulada en la fibra. Más adelante se mostrará el diseño empleado y cómo se ha usado este tipo de técnica para compensar el problema de la dispersión.

### 3.4.2 Erbium-Doped Fiber Amplifier

En un enlace de fibra óptica es prácticamente una obligación la inclusión de elementos intermedios que de un modo u otro mejoren las condiciones del enlace. Básicamente existen dos alternativas: amplificar la señal óptica en diversos puntos estratégicos en todo el recorrido de la transmisión o colocar regeneradores de señal, opción más cara, puesto que hay que instalar todo un receptor óptico, prácticamente idéntico al que se coloca en el lado del receptor. En este diseño, se ha escogido la primera opción de todas, la de colocar amplificadores ópticos cada ciertos kilómetros por una sencilla razón: es suficiente para cumplir las características que se le exigen a nuestro diseño. Si no fuera así, habría que plantearse otras opciones alternativas que de un modo u otro irían enfocadas en el sentido de la regeneración de señal y por tanto, aumentarían considerablemente el coste del diseño. No obstante, es necesario añadir un nuevo elemento en nuestro enlace: se trata del amplificador de fibra dopada con erbio, más conocido por sus siglas en inglés, EDFA. A continuación se va a realizar una breve descripción acerca de este tipo de amplificadores.

**Figura 3.11** Esquema de un EDFA.

El EDFA es un amplificador óptico basado en el dopaje de una fibra óptica con erbio<sup>1</sup>. La señal proveniente de la fibra óptica encargada de la transmisión es introducida en la fibra dopada y a su vez es bombeada por un láser semiconductor que viaja en la misma dirección y así se consigue mezclar ambas señales de tal manera que se logra la amplificación de la señal entrante. Además, se colocan elementos encargados de evitar que haya señal que se escape en sentido contrario para evitar reflexiones así como ruido indeseado. Las características típicas de un EDFA pueden verse en la tabla 3.3. En ella se hace referencia a dos bandas de funcionamiento: la banda C corresponde al rango de longitudes de onda entre 1530 nm a 1565 nm y la banda L al rango entre 1565 nm y 1625 nm. Es importante no confundir estas bandas, que son mencionadas de forma habitual en el ámbito de las comunicaciones ópticas, con las bandas C (4-8 GHz) y L (1-2 GHz) del rango de frecuencia de microondas.

El rendimiento que ofrecen este tipo de amplificadores es sorprendente y cuando empezaron a aparecer los primeros dispositivos de este tipo rápidamente sustituyeron a los que por aquel entonces dominaban el mercado. La inclusión de estos elementos ha supuesto un gran avance puesto que son capaces de amplificar la señal óptica directamente, sin necesidad de pasar al dominio eléctrico. Esto permite, entre otras muchas características, aumentar la tasa binaria, puesto que se elimina el cuello de botella que supone trabajar en el dominio eléctrico cuando estás diseñando un sistema óptico.

**Tabla 3.3** Parámetros típicos de un EDFA.

Parámetro	Valor	Unidad
Factor de ruido	3 – 6	<i>dB</i>
Ganancia	$\leq 40$	<i>dB</i>
Potencia de salida	$\leq 25$	<i>dBm</i>
Longitud de la fibra dopada	10 – 60 (banda C)	<i>m</i>
	50 – 300 (banda L)	<i>m</i>
Número de láseres de bombeo	1 – 6	

**Tabla 3.4** Parámetros de los elementos del canal de transmisión diseñado.

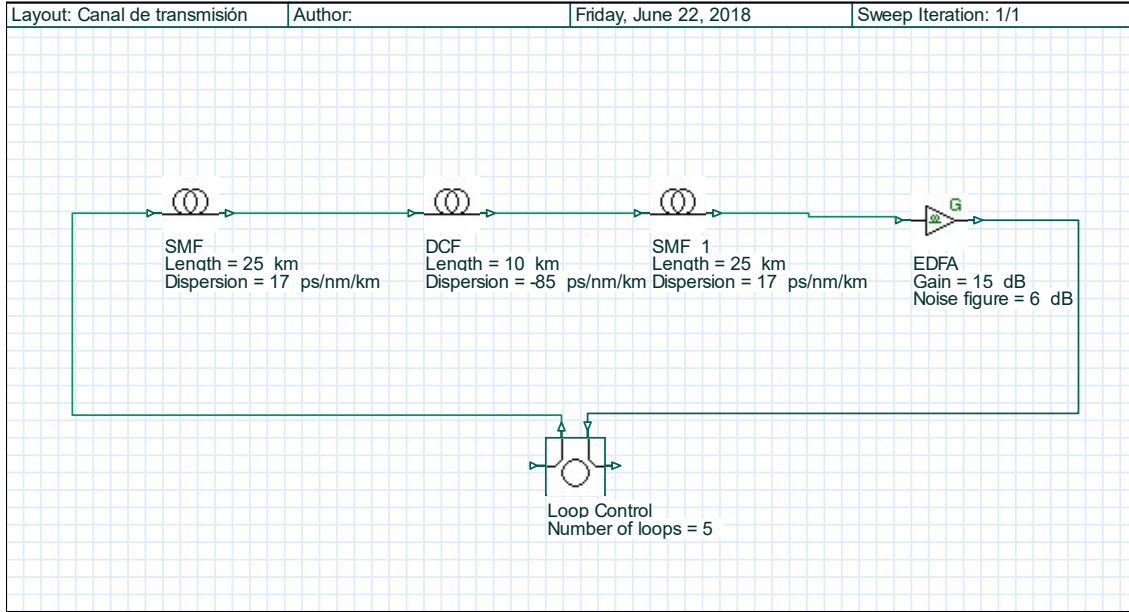
Componente	Parámetro	Valor	Unidad
SMF	Longitud	25	<i>km</i>
	Atenuación	0.2	<i>dB/km</i>
	Dispersión	17	<i>ps/nm/km</i>
	Pendiente de dispersión	0.075	<i>ps/nm<sup>2</sup>/k</i>
	Retraso diferencial de grupo	0.2	<i>ps/km</i>
DCF	Longitud	10	<i>km</i>
	Atenuación	0.25	<i>dB/km</i>
	Dispersión	–85	<i>ps/nm/km</i>
	Pendiente de dispersión	–0.3	<i>ps/nm<sup>2</sup>/k</i>
	Retraso diferencial de grupo	0.2	<i>ps/km</i>
EDFA	Ganancia	15	<i>dB</i>
	Figura de ruido	6	<i>dB</i>

### 3.4.3 Layout del canal de transmisión

El layout correspondiente al diseño del canal de transmisión puede observarse en la figura 3.12. Se ha optado por una distancia de enlace de 300 km en la cual se puede descomponer en realizar 5 iteraciones al mismo esquema. Eso se puede realizar gracias al bloque *Loop Control* de Optisystem que permite realizar un bucle a un diseño predeterminado tantas veces como se especifique. Finalmente, las especificaciones para cada uno de los elementos puede contemplarse en la tabla 3.4.

<sup>1</sup> El erbio es un elemento químico de la tabla periódica cuyo símbolo es Er y su número atómico es el 68.





**Figura 3.12** Layout del canal de transmisión diseñado.

Se puede observar que se han intercalado EDFAs cada interacción del bucle, lo que hace que haya una distancia entre amplificadores de 60 km. Por otro lado, la fibra compensadora de la dispersión de longitud de 10 km es un elemento que es necesario incluir, con el objetivo de equilibrar la balanza en cuanto a dispersiones se refiere. La elección del tipo de DCF no es del todo trivial, puesto que los fabricantes los comercializan con unos parámetros determinados. La fibra monomodo utilizada para el transporte de la señal óptica era el modelo SMF-28e+ [Corning, 2014] y se puede observar que existe un módulo DCF que precisamente complementa a la fibra anterior (anexo E). El problema aquí radica en que son módulos cerrados, pero establecen distintos modelos en los que tratan de compensar una distancia determinada. Por supuesto, esa distancia de compensación está referida sobre la fibra a la que menciona, y por tanto los datos que ahí se incluyen no serían del todo correctos si se utilizara una fibra de otro modelo o fabricante. Sin embargo, con el objetivo de facilitar los cálculos en la simulación, se ha ignorado recurrir a una fibra comercial y se ha optado por hacer algunos cálculos que luego serán contrastados con el catálogo.

Por cada iteración del bucle se acumula una dispersión de  $D_{SM} = 17 \text{ ps/nm/km}$ , que será necesario ajustar para los 50 kilómetros de distancia por los que discurre la fibra. En cuanto al valor de la dispersión de las DCF, existen fibras con una dispersión de  $-115 \text{ ps/nm/km}$  [Hossain and Couchman, 2005]. Con el objeto de simplificar los cálculos, se va a optar por un valor ligeramente menor,  $D_{comp} = -85 \text{ ps/nm/km}$ . Por tanto, para conseguir un balance de la dispersión acumulada, se puede realizar cálculo como el siguiente:

$$D_{SM} \cdot (L_1 + L_2) = D_{comp} \cdot L_{comp}, \quad (3.8)$$

de donde despejando la longitud de la fibra DCF, se obtiene

$$L_{comp} = \frac{D_{SM}}{D_{comp}} (L_1 + L_2) = \frac{17}{85} \cdot 50 = 10 \text{ km}. \quad (3.9)$$

Por tanto, la longitud de la DCF debe de ser de 10 km, tal y como aparece reflejado en el diseño. Anteriormente se comentaba que se había escogido un valor de la dispersión de  $D_{comp} = -85 \text{ ps/nm/km}$ . Como la longitud de la fibra es de 10 km, se puede reescribir el valor como  $D'_{comp} = -850 \text{ ps/nm}$ . Se puede comprobar en los valores de la siguiente tabla, extraídos del catálogo de la fibra DCF, que el valor calculado está en torno a los límites admisibles, ya que se intenta compensar una distancia de 50 km y el valor de  $D_{comp}$  se encuentra entre los valores que compensan distancias de 40 y 60 km. Es importante remarcar que a diferencia de los demás elementos, este diseño no refleja con exactitud una DCF real, aunque sí que denota que podría ser viable usar la DCF que se recomienda con la fibra empleada.

**Tabla 3.5** Valores de la dispersión medida para la DCF del catálogo de Corning.

Distancia de compensación (km)	Dispersión a 1545 nm (ps/nm)		Dispersión a 1565 nm (ps/nm)	
	Mín	Máx	Mín	Máx
10	-170	-158	-184	-168
20	-337	-319	-364	-340
40	-673	-640	-727	-682
60	-1009	-960	-1090	-1024

#### 3.4.4 Enlace Cáceres - Madrid

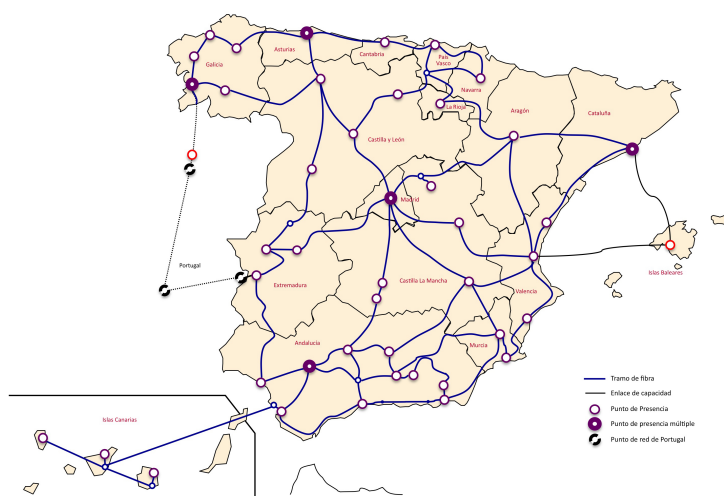
Para dotar de un carácter más realista a nuestro diseño, se ha optado por intentar emular un enlace de fibra real entre dos ciudades del territorio español. El enlace escogido ha sido entre las ciudades de Cáceres y Madrid. Para calcular la distancia del enlace, parece evidente que resultaría imposible realizar un enlace en línea recta puesto que es necesario tener en cuenta las características del terreno así como cualquier limitación existente en un territorio. La distancia en línea recta entre Cáceres y Madrid es de 260 kilómetros, por lo que se ha optado por diseñar un enlace con una distancia de 300 kilómetros. La elección de este enlace no es aleatoria, puesto que se trata de un enlace que actualmente se encuentra implantado en la red IRIS-NOVA tal y como se puede observar en la figura 3.13. Se trata de un enlace encargado de garantizar los servicios provenientes de Madrid a toda la comunidad autónoma de Extremadura y parte de Andalucía occidental.

#### RedIRIS-NOVA

RedIRIS-NOVA es una red óptica de alta capacidad que conecta todo el territorio nacional y los principales centros de investigación en España con el resto de redes académicas internacionales, ofreciendo servicios a más de 350 instituciones, lo que significa un número de usuarios potenciales en torno a los 2 millones. Se trata de una red financiada por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades y ejecutado por la Entidad Pública Empresarial *Red.es*, que es el organismo encargado de su gestión operativa. Según ellos mismos se definen [IRIS-NOVA, 2017], RedIRIS es:

- Una red de datos para facilitar el desarrollo científico.
- Una herramienta de colaboración para los investigadores.
- Un elemento básico para experimentos científicos.
- Un banco de pruebas de nuevas tecnologías y servicios.
- Un elemento de ciertos instrumentos científicos.
- Una ayuda para impulsar la Sociedad de la Información.

Se trata por tanto de un proyecto innovador que trata de dar servicio mediante fibra óptica a instituciones de todo el panorama nacional. Las redes desplegadas garantizan unos servicios de 10 Gbps y 40 Gbps, pero en 2011 se comenzó a diseñar un enlace experimental de 100 Gbps. El objetivo de esta red es dar un soporte en un futuro en todo su despliegue de 100 Gbps, por lo que el diseño realizado en este trabajo encaja a la perfección con los objetivos planteados por RedIRIS, tanto es así que se emulará estar precisamente realizando el diseño y la simulación para el enlace entre Cáceres y Madrid de dicha red.



**Figura 3.13** Mapa de la cobertura de la RedIRIS-NOVA en España a febrero de 2017.



**Figura 3.14** Mapa del enlace de fibra óptica diseñado entre las ciudades de Cáceres y Madrid.

### 3.5 Diseño del receptor

Una vez que la señal óptica ha recorrido su camino por el enlace, donde ha sufrido todo tipo de degradaciones y se ha producido un aumento del nivel de ruido, llega al receptor. Es cierto que los receptores ópticos no tienen que trabajar quizás con niveles tan bajos de potencia, como puede ocurrir en señales de radiofrecuencia inalámbricas, por ejemplo. En esos casos, la propagación es muchísimo más exigente, pues el medio es el propio aire. Las distancias entre transmisor y receptor también suelen ser mayores, como es el caso de un enlace con un satélite, donde la señal debe recorrer una distancia de decenas de miles de kilómetros sin regeneración alguna. Afortunadamente, este no es el caso que nos ocupa aquí, aunque sí que es cierto que existen algunos proyectos que van en este sentido<sup>2</sup>. La potencia óptica recibida por el receptor está en torno a pocas decenas de decibelios por debajo de 0 dBm. Este hecho en parte es gracias a los numerosos amplificadores ópticos existentes en nuestro enlace. Eso sí, no existe ningún punto de regeneración de señal, que como bien se sabe es otra alternativa a la hora de diseñar un enlace de fibra óptica que consistiría en implementar receptores ópticos en medio del camino con el objetivo de demodular, detectar y volver a generar la señal óptica. Como se puede entender, este diseño es mucho más complicado pero que aumenta considerablemente el alcance de la transmisión. Como se comprobará a continuación, en nuestro diseño no ha sido necesario recurrir a esta técnica, puesto que se han cumplido con creces las expectativas incluyendo únicamente amplificadores ópticos.

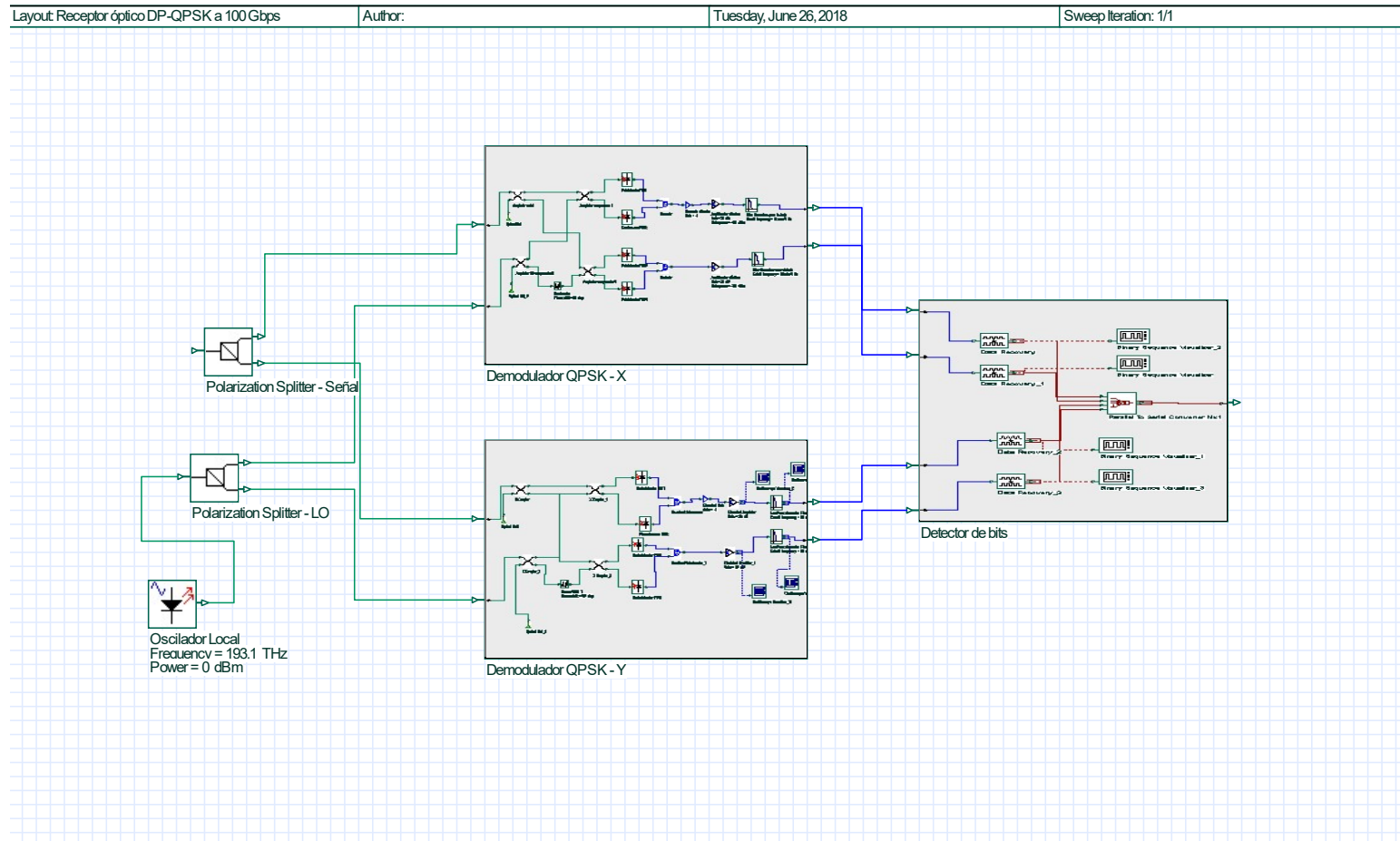
**Tabla 3.6** Parámetros de diseño del receptor DP-QPSK.

Componente	Nombre	Valor	Unidad
<b>Oscilador Local</b>	Frecuencia	193.1	THz
	Potencia	10	dBm
	Fase inicial	0	
<b>Fotodetector PIN</b>	Responsividad	1	A/W
	Corriente residual	10	nA
<b>Amplificador eléctrico</b>	Ganancia	20	dB
	Potencia de ruido	-100	dBm
<b>Filtro Gaussiano</b>	Frecuencia de corte	25	Ghz
	Penetración	100	dB
	Orden	1	
<b>Comparador</b>	Tasa de bit	25	Gbps
	Compensación de retraso	20	ps
	Instante de decisión	0.5	Bit

Entrando más en el detalle de nuestro diseño, el layout del receptor completo puede observarse en la figura 3.15 y los parámetros elegidos para su diseño en la tabla 3.6. Como se puede contemplar, existen dos bloques bastante diferenciados: el demodulador y el detector. El objetivo del demodulador es pasar del dominio óptico al eléctrico y separar las 4 señales que contienen información:

- Polarización X, componente en fase.
- Polarización X, componente en cuadratura.
- Polarización Y, componente en fase.
- Polarización Y, componente en cuadratura.

<sup>2</sup> ver <https://www.technologyreview.es/s/3756/un-satelite-de-la-nasa-pondra-prueba-las-comunicaciones-laser>



**Figura 3.15** Diseño del receptor óptico coherente DP-QPSK.

Para conseguirlo, hay que diseñar un receptor coherente y por tanto hay que volver unas páginas atrás hasta el capítulo anterior, donde se presentaba el principio de detección coherente y se realizaba el estudio de varios tipos de ellos, y establecer una decisión acerca de qué receptor va a ser implementado. Atendiendo a nuestro objetivo en el que no se va a diseñar ningún controlador de fase, parece más sencillo escoger un receptor de tipo homodino, donde la frecuencia del oscilador local coincide con la de la señal. Finalmente se ha decantado por el diseño del receptor coherente balanceado en fase-cuadratura, ya comentado en el capítulo anterior (Figura 2.10). Parece una buena decisión puesto que el receptor necesita devolver a su salida las componentes en fase y cuadratura y el receptor de tipo balanceado, como ya se comentó en el capítulo anterior, maximiza la OSNR y por tanto las prestaciones del diseño. Por consiguiente, se deben diseñar dos receptores totalmente idénticos, de tal manera que puedan demodularse las componentes en fase y cuadratura de cada uno de las componentes de polarización, que son ortogonales.

En la figura 3.17 se puede encontrar el diseño realizado. Nótese que guarda cierta semejanza en la disposición de los acopladores ópticos, intentando parecerse en todo lo posible al de la figura 2.10, en donde la señal se divide en dos partes que se mezclan con el oscilador local, desfasado en una rama 90 grados. Por tanto, a la salida del restador, las expresiones de las señales eléctricas deben ser equivalentes a las de las ecuaciones 2.44 y 2.45. Una vez se tienen las señales demoduladas, se obtendrán cuatro componentes eléctricas que asocian cuatro ramas de bits. Por tanto, el proceso de detección es muy simple, puesto que solo es necesario realizar una asignación, asociando el bits correspondiente de la constelación que se reciba y una vez hecho esto, realizar las conversiones paralelo-serie respetando el orden en el que se realizaron en el transmisor. Finalmente quedará una única secuencia de bits recibida que debe parecerse en la mayor medida de lo posible a la que fue transmitida al lado del enlace. El anterior proceso viene ilustrado en la figura 3.16. Así se consigue llevar la información a 300 km de distancia con una velocidad de 100 Gbps. A continuación se van a presentar algunos ejemplos realizados para poder comprender mejor el funcionamiento del receptor diseñado.

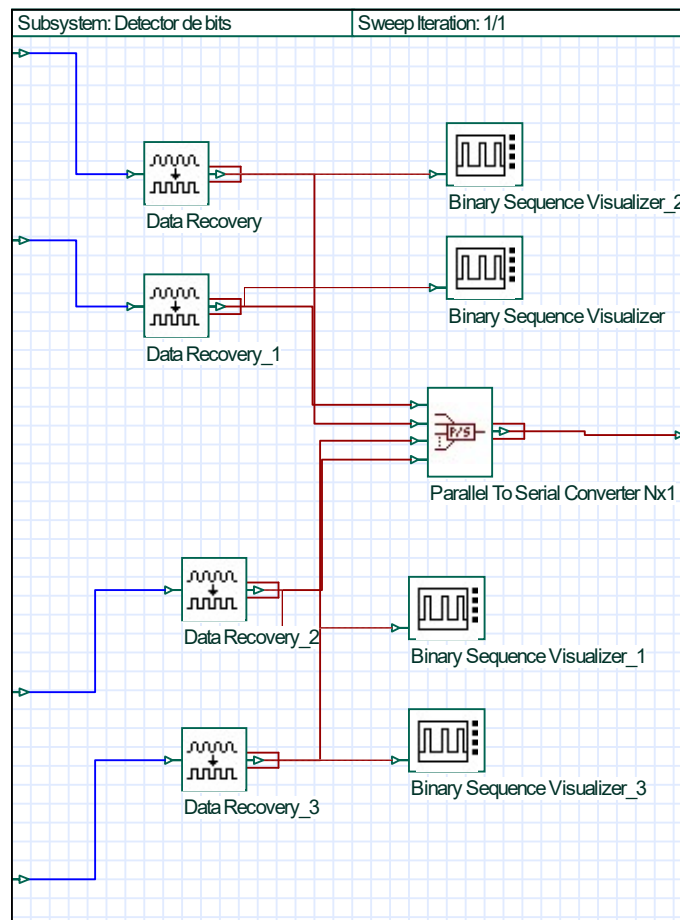


Figura 3.16 Diseño del detector.

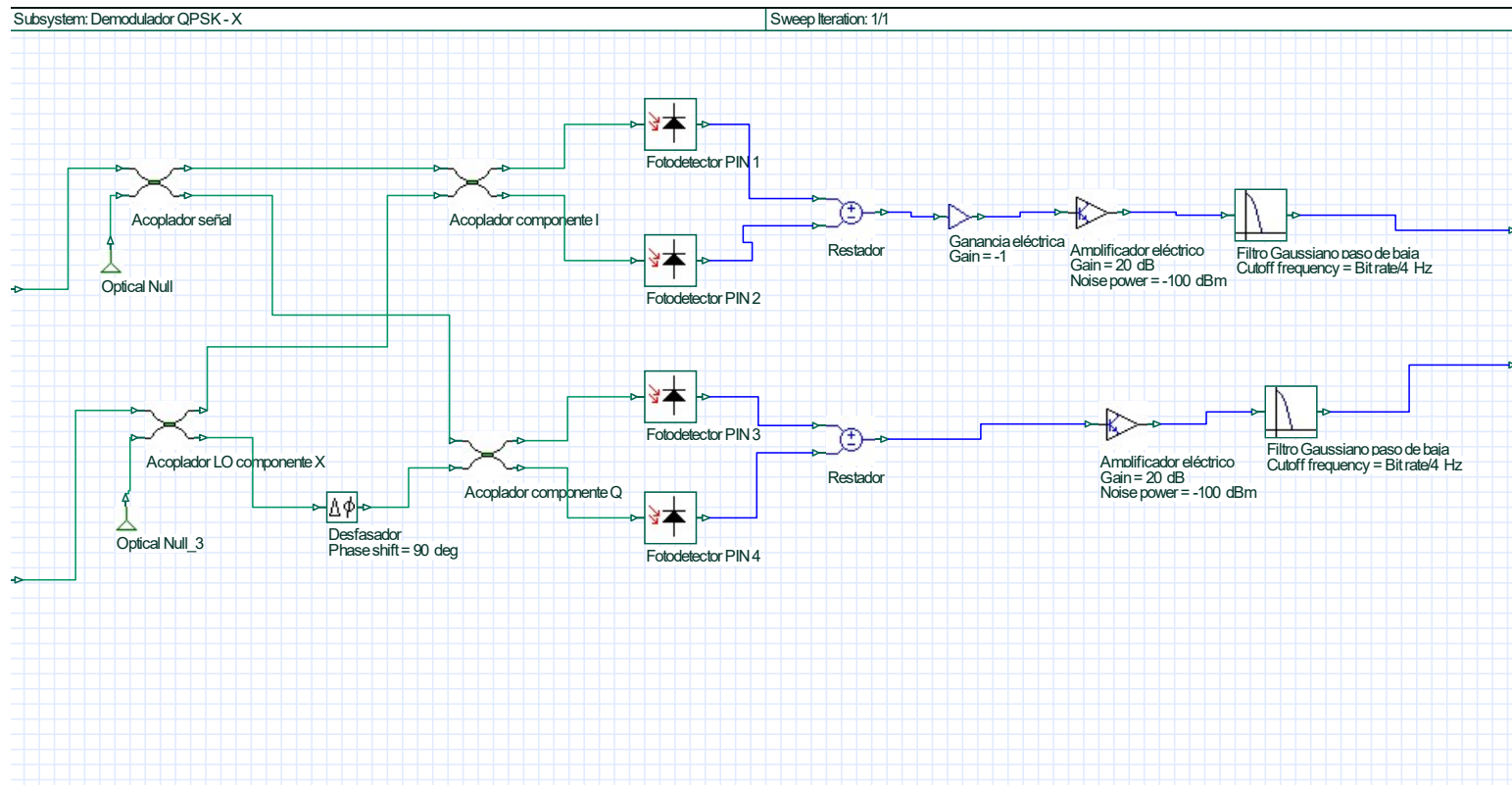


Figura 3.17 Diseño del demodulador óptico coherente.

**Ejemplo: Demodulación y detección de una secuencia de bits**

En este apartado se van a presentar algunos resultados con el objetivo de observar el proceso de demodulación y posterior detección en el receptor óptico. Se partirá de la misma secuencia de bits que se empleó en el ejemplo de la sección anterior, esta es,

$$b[n] = 0111110001101110,$$

ilustrada en la figura 3.9, que como ya se comentaba dicha secuencia era separada para asignar la mitad de los bits a la componente en fase y la mitad de los bits a la componente en cuadratura, quedando por tanto,

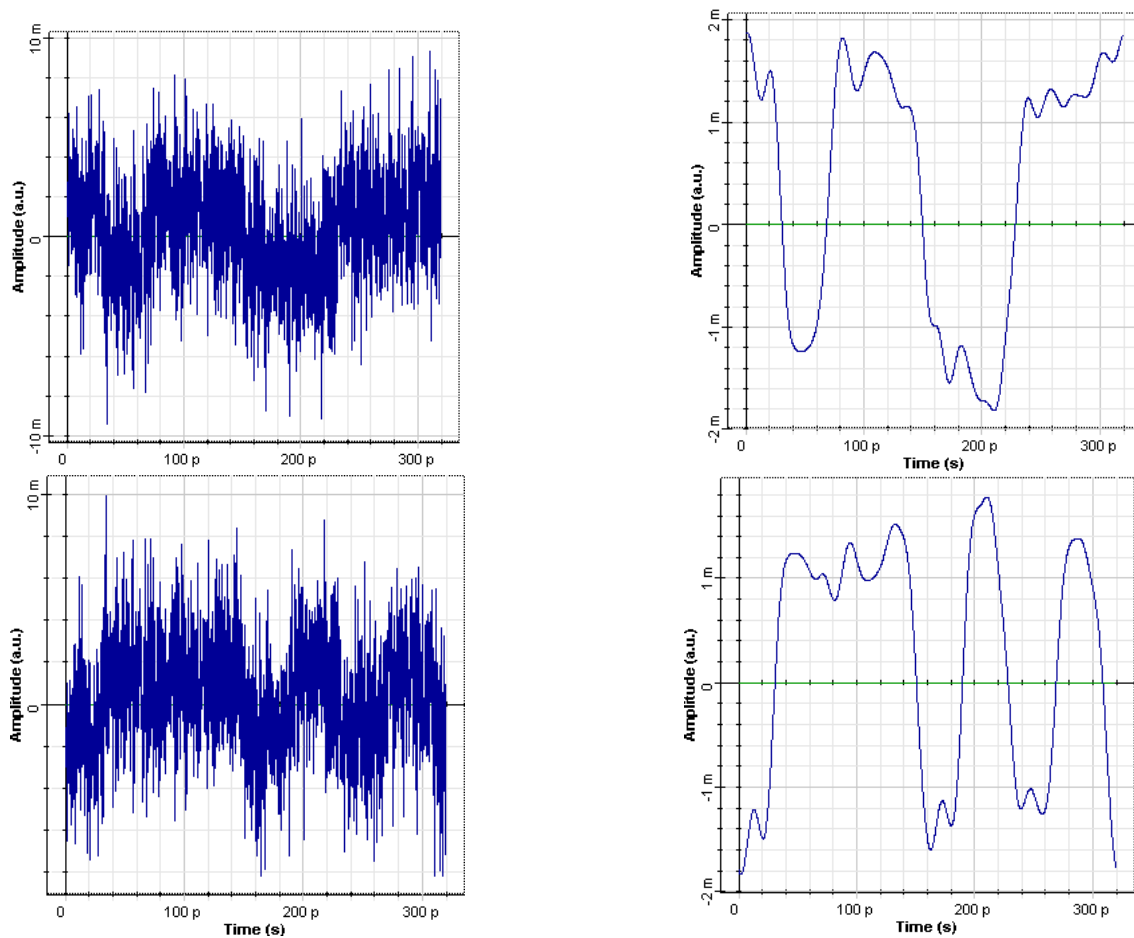
$$b_I[n] = 01100111,$$

$$b_Q[n] = 11101010.$$

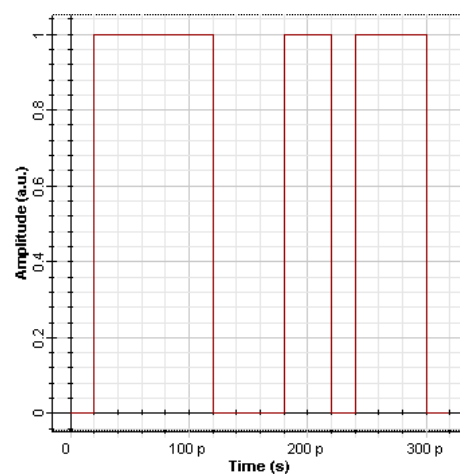
A la salida de los fotodetectores y una vez amplificada la señal, es necesario suavizar los pulsos recibidos para mejorar la detección, por tanto dicha salida se conecta con un filtro gaussiano paso de baja. En la figura 3.18 puede observarse la secuencia de pulsos correspondiente a cada componente a la entrada y a la salida del filtro gaussiano. El resultado es cuanto menos sorprendente, ya que en la primera figura puede observarse el alto ruido presente que hace que queden totalmente camufladas las formas de onda de la señal de información. A la salida del filtro, al captar su envolvente, ya puede verse con cierta nitidez la secuencia de pulsos original, aunque siguen existiendo degradaciones. Sin embargo, conociendo la cadena de bits que se transmitió, puede identificarse la amplitud de los pulsos a dicha secuencia binaria. Tras pasar por el detector, efectivamente puede comprobarse, observando la figura 3.19, que corresponden a los bits que se transmitieron. Es importante destacar que se ha introducido una compensación del retardo de 20 ps para poder hacer así una detección óptima, puesto que el generador de bits en el lado del transmisor espera un período para comenzar la secuencia, período que debe respetarse en el otro extremo para no cometer un error de detección.

Para este caso se ha generado una secuencia de 16 bits y ninguno ha sido transmitido con error. Evidentemente esto no sirve para poder hacer cálculos de probabilidad de error o de otro tipo a nivel de sistema completo, puesto que la BER del sistema, como es lógico, no es 0. El análisis no se ha realizado con una secuencia de bits lo suficientemente larga como para poder sacar algunas conclusiones interesantes. Simplemente se ha introducido esa secuencia tan corta con el objetivo de poder ejemplificar y comprender qué le ocurre a los pulsos ópticos y eléctricos tras pasar por cada uno de los bloques que componen el sistema. A partir de aquí y en las páginas que restan se proponen métodos de análisis del sistema en su conjunto, puesto que ya se han detallado todos y cada uno de los componentes.





**Figura 3.18** Señales eléctrica correspondientes a la entrada y a la salida del filtro gaussiano: componente en fase (arriba) y componente en cuadratura (abajo).



**Figura 3.19** Secuencia binaria recibida que coincide con la que se transmitió en el otro extremo.



## 4 Simulación del sistema completo

---

- *Loki: If you're going to Earth, you might want a guide. I do have a bit of experience in that arena.*
- *Thanos: If you consider failure experience...*
- *Loki: I consider experience, experience.*

DÍALOGO DE LA PELÍCULA "AVENGERS: INFINITY WAR" (2018)

### 4.1 Introducción

Una vez terminado el diseño del sistema completo, el siguiente paso es proceder a su simulación. La puesta a prueba del esquemático denotará las principales debilidades del mismo, pero nos dará información acerca de cómo corregirlas, así como otro tipo de información relevante que se irá revelando a lo largo del capítulo. Para ello, es necesario agrupar todos los diseños anteriores presentados en un único layout e interconectarlos todos entre sí (Figura 4.1). Para realizar una simulación, es necesario configurar algunos parámetros de carácter general que son mostrados en la tabla 4.1. Algunos son de importante relevancia como la tasa binaria, que se ha ajustado a 100 Gbps. La longitud de la secuencia a introducir ha sido de 4096 bits, que tras realizar varias pruebas, se ha considerado un valor aceptable, puesto que dicho parámetro no es más que un compromiso entre la resolución y la fiabilidad o calidad de los datos obtenidos entre el tiempo de ejecución. Considerar secuencias más largas alargaba sin duda alguna la carga computacional y por consiguiente el tiempo de simulación innecesariamente. Otra variable importante que también está relacionado con lo anterior es el número de muestras por bit. Al ajustar todos los parámetros anteriores, el resto quedaban automáticamente calculados. El número de muestras es inmediato de calcular, puesto que es el resultado del producto del número de bits y el número de muestras por bits, como es evidente. Por otro lado, si se quieren introducir 64 muestras en un bit y la tasa binaria es de 100 Gbps, se debe introducir una muestra cada

$$T_s = \frac{T_b}{64} = \frac{1}{64 \cdot R_b} = 1.5625 \cdot 10^{-13} s, \quad (4.1)$$

o lo que es lo mismo, se necesita una frecuencia de muestreo de

$$f_s = \frac{1}{T_s} = 6.4 \cdot 10^{12} Hz, \quad (4.2)$$

que coincide con el parámetro que aparece en la tabla que es calculado automáticamente por el software. Por último, el tiempo de ventana es una especie de intervalo temporal que los elementos internos del software utilizan para sincronizarse y poder representar adecuadamente la señal correspondiente.

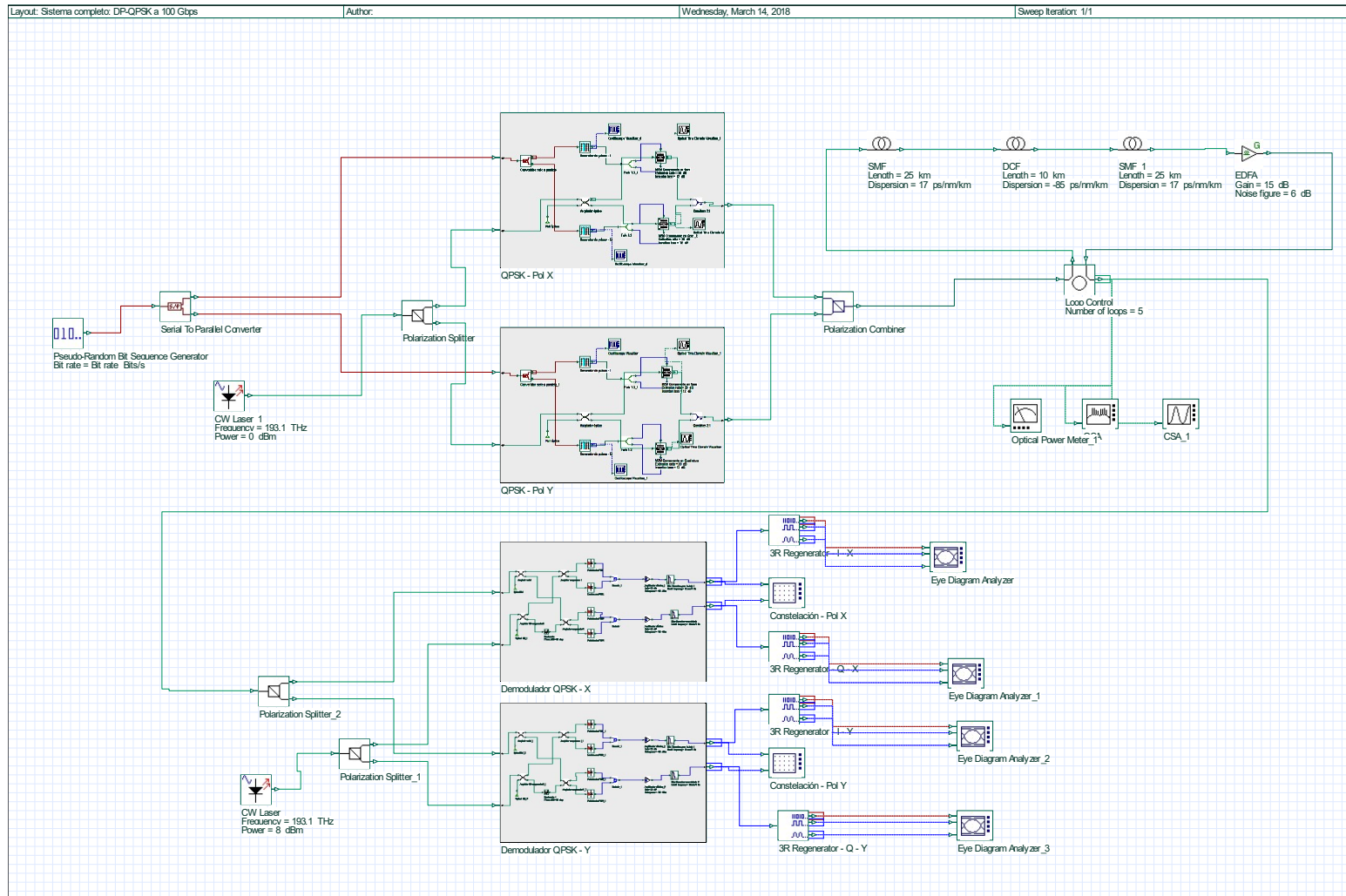


Figura 4.1 Diseño del sistema completo: DP-QPSK a 100 Gbps.

**Tabla 4.1** Parámetros de simulación del diseño completo.

Nombre	Valor	Unidad
Régimen binario	$100e + 009$	<i>Bps</i>
Tiempo de ventana	$40.96e - 009$	<i>s</i>
Tasa de muestreo	$6.4e + 012$	<i>Hz</i>
Longitud de la secuencia	4096	<i>bits</i>
Muestras por bits	64	
Número de muestras	262144	
Decimales significativos	4	
Sensibilidad	-100	<i>dBm</i>
Resolución	0.19	<i>nm</i>

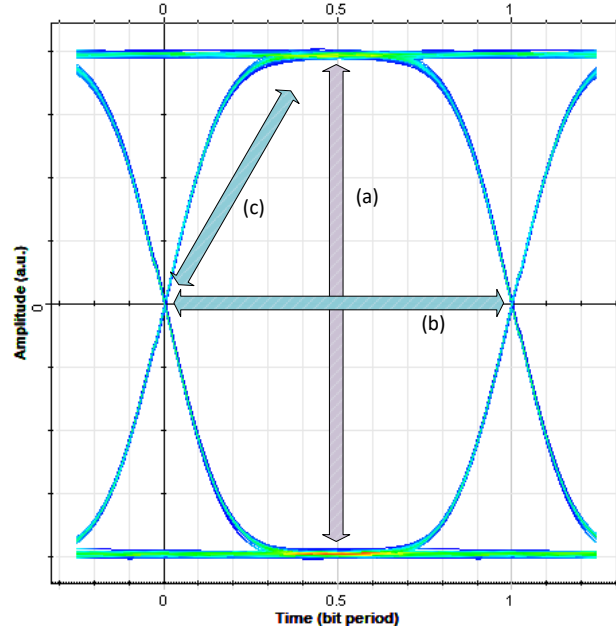
Para evaluar la calidad y las prestaciones del sistema en su conjunto, se van a utilizar distintas herramientas de medición que son las que suelen emplearse cuando se dispone a analizar un sistema de comunicaciones ópticas. Por ello, a continuación se va a presentar el método del diagrama de ojo así como los distintos parámetros que pueden calcularse a raíz de su estudio.

## 4.2 El diagrama de ojo como analizador de la calidad de un enlace óptico

El diagrama de ojo es una herramienta visual en la que una señal digital es constantemente proyectada sobre una pantalla, de tal manera que las formas de onda se van superponiendo entre sí de manera sincrónica. Es una técnica muy útil en cuanto al estudio de multitud de fenómenos que aparecen en un enlace de transmisión tales como el ruido, la interferencia entre símbolos así como la falta de sincronismo. Recibe este característico nombre porque su aspecto recuerda al de unos ojos reales, tal y como se apreciará en las figuras consiguientes. El diagrama de ojo, como primera aproximación, puede parametrizarse mediante tres variables, las cuales se citan a continuación:

- **Apertura de ojo:** asociada al ruido aditivo de la señal recibida (a).
- **Anchura de ojo:** relacionada con la sincronización y el efecto *jitter* (b).
- **Cierre de ojo:** vinculado con la interferencia de símbolo (ISI) así como con el ruido presente (c).

El diagrama de ojo por tanto ofrece un modo visual con el que poder realizar una valoración acerca de las prestaciones del sistema. Entrando más en contenido, como la modulación escogida es una QPSK, se ha separado en los cuatro componentes ya conocidos y especificados en el diseño. Por tanto, el análisis se puede realizar de manera totalmente independiente atendiendo a cada una de las cuatro ramas que contiene los pulsos. Por eso el diagrama obtenido tiene un aspecto como el de la figura 4.2 donde las formas de ondas corresponden a una componente, donde se tienen únicamente dos amplitudes posibles: una positiva y otra negativa. En la mitad del período de bit, aunque realmente sería más correcto decir en la mitad del período de símbolo, es donde se hace una fotografía del comportamiento de la señal en ese momento y donde se toma la decisión. Aunque como se verá a continuación, no siempre tomar la fotografía en la mitad del período de símbolo garantiza las mejores condiciones. Cuando se va acercando el final del período de símbolo, la señal va tomando forma hacia lo que será su siguiente símbolo, que podrá ser el mismo o podrá ser el otro. Ahí es donde se producen las fluctuaciones que pueden observarse en la figura y que por tanto con presencia de ruido y dispersión será necesario analizar. A raíz de la imagen de un diagrama de ojo pueden extraerse algunos cálculos que resultan clave cuando se simula un sistema de comunicaciones ópticas. Este trabajo se centrará en presentar los cálculos de los siguientes parámetros: el máximo valor del factor de calidad *Q*, la mínima probabilidad de error, la apertura del diagrama de ojo óptima, el umbral de decisión óptimo y el instante de decisión ideal.



**Figura 4.2** Ejemplo de un diagrama de ojo sin ninguna degradación en el que se pueden observar sus principales características.

#### 4.2.1 Estudio de la probabilidad de error

A continuación se va a realizar el estudio de la probabilidad de error para una de las cuatro ramas existentes. El diagrama de ojo recibido tendrá un aspecto como el que puede apreciarse en la figura 4.3. En él puede observarse cierta imperfección en los bordes superiores e inferiores debido al ruido introducido en el canal. Dicho ruido puede modelarse como uno del tipo AWGN, esto es, un ruido aditivo, blanco y gaussiano, de media cero. Por tanto, la función densidad de probabilidad de su distribución estadística puede escribirse como

$$f_n(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad (4.3)$$

donde  $\mu$  y  $\sigma$  son la media y la desviación típica de dicha distribución:  $\mu$  está asociado al símbolo transmitido, que es precisamente el responsable de modificar dicha media, y  $\sigma$  dependerá de la naturaleza estadística del ruido. Es posible asociar las gráficas con cada uno de los símbolos deterministas y se puede establecer la frontera de decisión en  $u_{th}$ , lo que corresponderá en una mala decisión en cuanto al símbolo transmitido cuando este caiga en un lugar que no corresponda a su frontera de decisión. Aplicando el problema de probabilidad total,

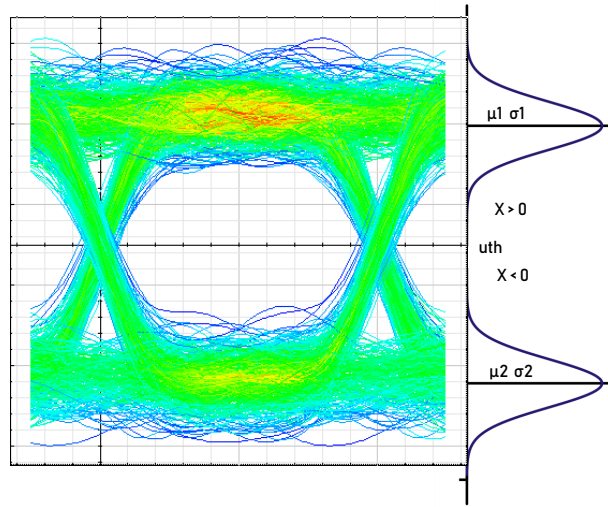
$$BER_{ij} = p(s_{1tx})p(s < u_{th} | s_{1tx}) + p(s_{2tx})p(s > u_{th} | s_{2tx}), \quad (4.4)$$

donde  $i \in \{I, Q\}$  y  $j \in \{X, Y\}$  según sea la componente en polarización y en fase. Teniendo en cuenta que en el caso de una variable aleatoria continua, la probabilidad de que dicha variable tome un valor entre  $x_1$  y  $x_2$  puede expresarse como

$$P(x_1 \leq X \leq x_2) = \int_{x_1}^{x_2} f_X(x) dx, \quad (4.5)$$

por tanto, se puede reescribir la ecuación 4.4 como

$$BER_{ij} = p(s_{1tx}) \int_{-\infty}^{u_{th}} f_{n1}(x) dx + p(s_{2tx}) \int_{u_{th}}^{\infty} f_{n2}(x) dx, \quad (4.6)$$



**Figura 4.3** Diagrama de ojo donde puede extraerse la probabilidad de error.

donde se han trasladado las gaussianas con el objetivo de desplazarlas hasta la posición de los símbolos ideales. Esta aproximación es justificada por el teorema central del límite, donde se indica que las funciones densidad de probabilidades de una suma de variables aleatorias independientes tiende a una variable aleatoria con distribución estadística normal o gaussiana. Por consiguiente, se obtienen dos funciones densidad de probabilidad gaussianas asociadas a cada uno de los dos errores posibles, con medias  $\mu_1, \mu_2$  que no son más que las componentes eléctricas obtenidas a la salida de los filtros conformadores; y con desviaciones típicas  $\sigma_1, \sigma_2$ . Si los símbolos son equiprobables, esto es,  $p(s_{1tx}) = p(s_{2tx}) = 0.5$ , entonces la intersección de ambas funciones densidad de probabilidad marcará el umbral óptimo, en este caso, el punto central. Se aplicará este razonamiento. Por consiguiente, la función error complementaria,

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du, \quad (4.7)$$

permite formular una expresión analítica mucho más simple de la probabilidad de error. Operando,

$$\text{BER}_{ij} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \int_{-\infty}^{u_{th}} e^{-\frac{(x-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}} dx + \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_2} \int_{u_{th}}^{\infty} e^{-\frac{(x-\mu_2)^2}{2\sigma_2^2}} dx. \quad (4.8)$$

Realizando el cambio de variables  $\frac{x-\mu_i}{\sqrt{2}\sigma_i} = u$  con  $i \in \{1,2\}$  para el caso de las integrales 1 y 2 queda,

$$\text{BER}_{ij} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\frac{u_{th}-\mu_1}{\sqrt{2}\sigma_1}} e^{-u^2} du + \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{u_{th}-\mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}}^{\infty} e^{-u^2} du, \quad (4.9)$$

y por último, las integrales se pueden expresar en forma de la función de error complementario, esto es,

$$\text{BER}_{ij} = \frac{1}{4} \text{erfc}\left(\frac{\mu_1 - u_{th}}{\sqrt{2}\sigma_1}\right) + \frac{1}{4} \text{erfc}\left(\frac{u_{th} - \mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}\right). \quad (4.10)$$

Realmente, el nivel de tensión umbral  $u_{th}$  es un parámetro que se establece a la hora de realizar el diseño del receptor. De esta manera, se logra que la probabilidad de cometer un error cuando se ha transmitido  $s_1$  es la misma que la que se comete cuando se transmite el símbolo contrario,  $s_2$ . Para un umbral  $u_{th} = u_{opt}$  ambos argumentos de la función error complementaria serán iguales, lo que nos lleva a introducir la definición de

un nuevo parámetro, denominado factor de calidad  $Q$  que se puede representar como

$$Q = \frac{\mu_1 - u_{opt}}{\sigma_1} = \frac{u_{opt} - \mu_2}{\sigma_2}. \quad (4.11)$$

Con esta nueva definición es posible reescribir la ecuación 4.10 de la siguiente manera,

$$BER_{ij} = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right). \quad (4.12)$$

Empleando la igualdad de la ecuación 4.11 puede operarse y despejar el término  $u_{th}$ , quedando

$$u_{th} = \frac{\sigma_2 \mu_1 + \sigma_1 \mu_2}{\sigma_2 + \sigma_1}, \quad (4.13)$$

y si se sustituye la expresión resultante de nuevo en la expresión 4.11 queda como resultado,

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_2}{\sigma_1 + \sigma_2}. \quad (4.14)$$

Finalmente la probabilidad de error de bit para la rama  $ij$  puede expresarse como

$$BER_{ij} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\mu_1 - \mu_2}{\sqrt{2}(\sigma_1 + \sigma_2)} \right). \quad (4.15)$$

Los cálculos anteriores han sido realizados, como bien se ha comentado, utilizando la definición de la función error complementaria, pero existen otras muchas funciones alternativas. El cálculo del factor de calidad  $Q$  [Zweck et al., 2003] está estrechamente relacionado con la probabilidad de error, lo que significa que puede determinarse la calidad de un sistema óptico cualquiera mediante el cálculo de dicho parámetro. En la mayoría de ocasiones resulta mucho más sencillo recurrir al factor  $Q$  puesto que emplea mediciones de señales (niveles de tensión) que se miden directamente en el diagrama de ojo, y no es necesario recurrir a la BER, que suele ser más complicado de calcular experimentalmente puesto que no puede ser calculada mientras el sistema se encuentra en pleno funcionamiento, ya que para realizar el cálculo de la BER debe transmitirse una secuencia conocida [Freude et al., 2012]. Este no es el caso aquí presente, puesto que este análisis, al tratarse de una simulación, la secuencia puede ser conocida, pero merece la pena tener este tipo de detalles en cuenta. Por tanto, con un simple osciloscopio se pueden medir las tensiones de cada una de sus componentes y obtener una primera aproximación de la BER. El factor de calidad  $Q$  puede llegar a ser calculado incluso si se desconoce la distribución estadística asociada. Por tanto, para mejorar las prestaciones del sistema, interesa obtener una BER cuanto más baja posible, o lo que es equivalente, un factor de calidad  $Q$  muy alto.

Aún queda un último paso en el estudio de la probabilidad de error, ya que realmente se ha realizado el estudio para el cálculo de un caso genérico de una rama  $ij$ . Realmente, es necesario calcular la probabilidad de error para cada una de las cuatro ramas presentes en el diseño y acto seguido hay que realizar una ponderación, de tal manera que se pueda hallar un valor final. El cálculo por tanto quedaría de la siguiente manera:

$$BER = \frac{1}{4} \sum_{ij} BER_{ij}, \quad (4.16)$$

Puesto que puede considerarse que cada una de las ramas son totalmente independientes entre sí. El motivo de realizar los cálculos de cada rama de forma independiente se justifica de diferentes formas. En primer lugar, resulta más sencillo en cuanto a procesamiento de señal realizar un algoritmo que detecte únicamente dos niveles. Además, si se implementan 4 detectores, como se ha hecho, trabajan a una velocidad 4 veces menor que si solo se hubiera empleado un único detector, puesto que tiene que detectar un mayor número de bits en el mismo tiempo. Por otro lado, se pueden analizar cada componente por separado y poder así detectar vulnerabilidades individualmente. Como se comprobará a continuación, no todas las ramas ofrecen las mismas prestaciones.



### 4.3 Resultados de la simulación

En esta sección se van a presentar los resultados obtenidos al realizar la simulación que se ha venido presentando durante todo el capítulo. El objetivo que aquí se persigue básicamente es el de conseguir unas ciertas prestaciones con los menores recursos posibles y minimizando los costes. Hasta ahora no se ha hablado en ningún momento de costes asociados pero es un factor que tiene mucho peso de decisión si fuera un proyecto real.

#### 4.3.1 Constelación del sistema

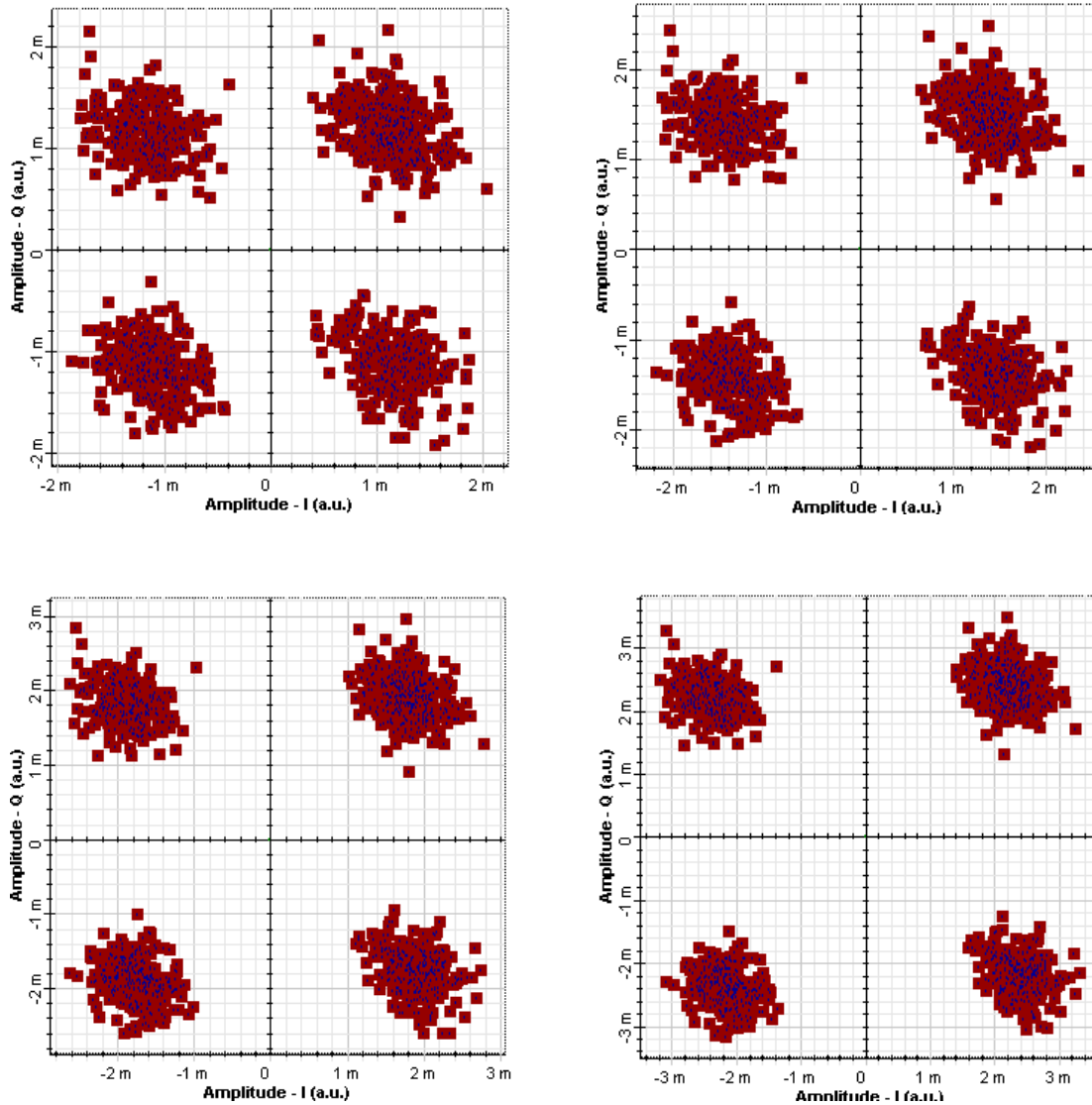


Figura 4.4 Constelaciones recibidas para distintos valores de la potencia del láser.

Para esta primera simulación se ha dejado una variable libre, la potencia asociada al láser del transmisor. Se ha realizado un barrido entre una potencia  $P_{tx}$  entre  $-3$  y  $3$  dBm. En la figura 4.4 pueden observarse distintas representaciones de las constelaciones recibidas para diversos valores de potencia óptica del láser. De izquierda a derecha y de arriba a bajo:  $P_{laser} = [-3, -1, 1, 3]$  dBm. Resulta interesante observar cómo a pesar de la nube de puntos originada que denota la presencia de degradación en la señal, es posible identificar cada uno de los cuatro símbolos que se transmiten. Dicha nube está situada en torno al valor idealmente

esperado, por lo que nos hace pensar a priori que es un buen diseño. Además, se puede contemplar que cuanto mayor es la potencia óptica, mayor es el confinamiento de los puntos, y por tanto, mejores prestaciones. Se podría llegar a la conclusión errónea de que entonces, si al aumentar la potencia óptica del láser se obtienen mejores representaciones en la constelación, se podría incrementar la potencia tanto como se quisiera, hasta llegar al objetivo de calidad deseado. Esto no es cierto del todo, porque aunque sí que es verdad que se puede aumentar la potencia del láser para obtener mejores prestaciones, ésta no puede ser aumentada sin criterio alguno y sobre todo, sin límite. Por ejemplo, para un valor de  $P_{tx} = 8 \text{ dBm}$ , la constelación resultante es la de la figura 4.5, y se contempla cómo aunque la nube de puntos se encuentra mucho más confinada, se empieza a notar un giro de la constelación. Un giro en la constelación es debido a la pérdida de la fase de referencia de la señal, dicho en otras palabras, el receptor pierde la sincronización. Por consiguiente, es necesario implementar un controlador de fase (PLL) ya mencionado en alguna ocasión en este trabajo. Por otro lado, los efectos que se acaban de mencionar serían mucho más notables si se hubiera considerado que los láseres empleados en el diseño (el oscilador local y el que actúa como portadora) ocupan un cierto ancho de banda. Esta aproximación es hasta cierto punto válida pero sí que es cierto que si no se hubiera considerado así, habría que haber diseñado un PLL, lo cual hubiera complicado con creces el diseño.

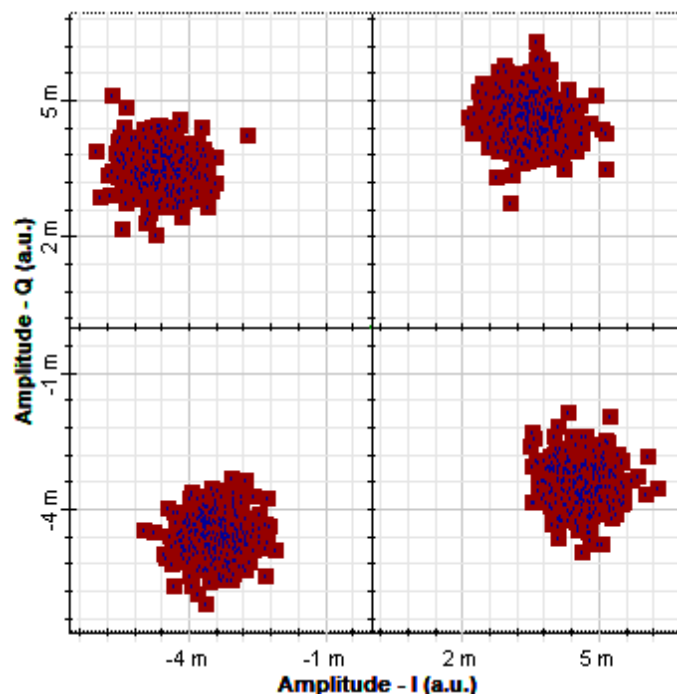


Figura 4.5 Constelación del sistema donde se puede observar la pérdida de seguimiento de fase.

#### 4.3.2 Forward Error Correction (FEC)

El uso de este tipo de técnicas cada día está más justificado ya que constantemente se demandan sistemas que contengan una mayor densidad espectral. Por tanto, es necesario introducirlas para obtener la misma probabilidad de error que se exigía anteriormente, pero ocupando un menor ancho de banda. Es importante mencionar que Optisystem ha empleado técnicas FEC que logran reducir aún más la probabilidad de error, dotando al enlace de un carácter más realista aún si cabe. Las variaciones obtenidas al realizar técnicas FEC son aplicadas automáticamente por el bloque "BER Analyzer".

En comunicaciones ópticas, el mecanismo no es tan sofisticado como en las comunicaciones convencionales, donde el control de errores es una mezcla de modulación, esquemas de código, ecualizaciones, etc; dándole al ingeniero un mayor grado de libertad en la toma de sus decisiones. En este ámbito el panorama no se encuentra tan desarrollado. Aún no se conocen los límites de dichas técnicas y no está del todo comprobado que en el mundo óptico puedan aplicarse exactamente las mismas técnicas de corrección de errores como se vienen haciendo hasta ahora. Se pueden establecer básicamente tres generaciones en las técnicas FEC empleadas a lo largo de la historia:

- **1ª generación (1990).** Se trata de sistemas que incorporan una corrección muy básica, basándose en introducir  $k$  bits de redundancia para formar una palabra de  $N$  bits, quedando  $N - k$  bits de información. Básicamente existen dos tipos: Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH) y Reed-Solomon (RS). Se representan bajo la nomenclatura  $RS(k, N)$  ó  $BCH(k, N)$  para especificar el número de bits de redundancia que son introducidos. La norma de la ITU-T G.975 recoge la norma empleada en la mayoría de sistemas de comunicaciones ópticos de la época.
- **2ª generación (2000).** Con la llegada de los sistemas WDM, se hizo necesario dar un paso más adelante en el desarrollo de este tipo de códigos. Surgen los códigos concatenados, que ofrecen una mayor prestación. Puede encontrarse más información en [Mizuochi, 2008].
- **3ª generación (2008).** Nuevamente se vuelve necesario dar un paso más allá para poder adaptarse a las nuevas capacidades de canal y poder compensar las degradaciones producidas como la dispersión cromática y la dispersión por polarización. Surgen entonces unos nuevos sistemas de corrección de errores basados en "Soft Detection". Estos sistemas, de codificación iterativa, emplean un umbral de decisión que sumado a distintos umbrales de confianza, son capaces de mejorar las prestaciones. En [Malik, 2013] se presenta una nueva técnica de detección en la que se demuestra que las técnicas FEC son necesarias hoy en día en las comunicaciones ópticas, ya que sin su presencia la distancia máxima alcanzable para los nuevos sistemas con capacidades de hasta 100 Gbps se vería muy limitada.

Para medir la efectividad de un código de bloque en un sistema de comunicaciones, se emplea lo que se conoce como ganancia de código de bloque (NCG) y consiste en la siguiente expresión:

$$NCG = 20 \log_{10} [erfc^{-1}(2BER_{ref})] - 20 \log_{10} [erfc^{-1}(2BER_{in})] + 10 \log R_b, \quad (4.17)$$

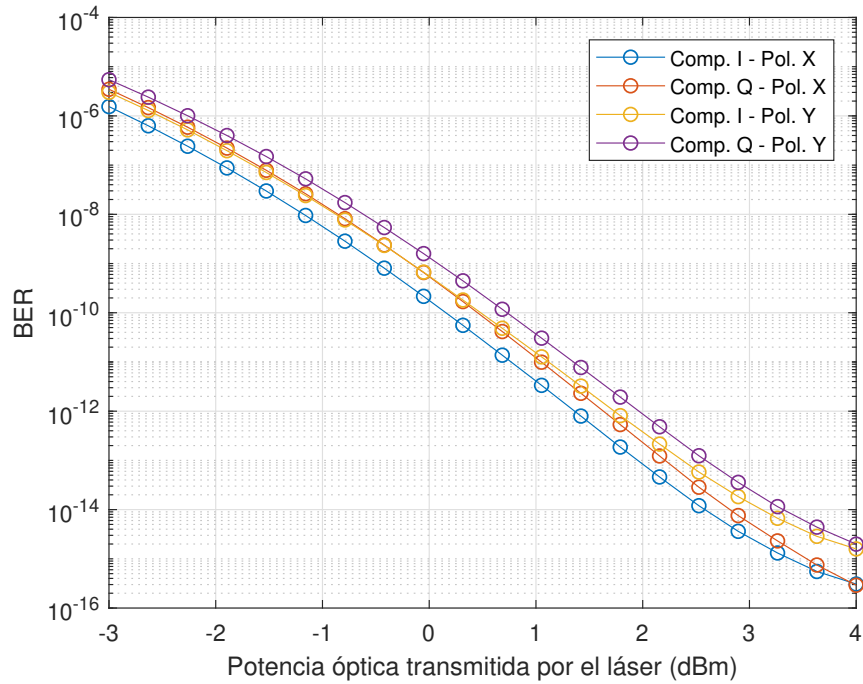
donde  $BER_{ref}$  y  $BER_{in}$  es la probabilidad de error a la salida y entrada del decodificador respectivamente y  $R$  es la tasa binaria total del sistema, que es necesario remarcar que tendrá que ser aumentada para que coincida con la tasa binaria de información que se tenía antes. Este hecho provoca un aumento del ancho de banda y por tanto el ruido presente en el receptor, de ahí el último término de la expresión.

#### 4.3.3 Probabilidad de error obtenida

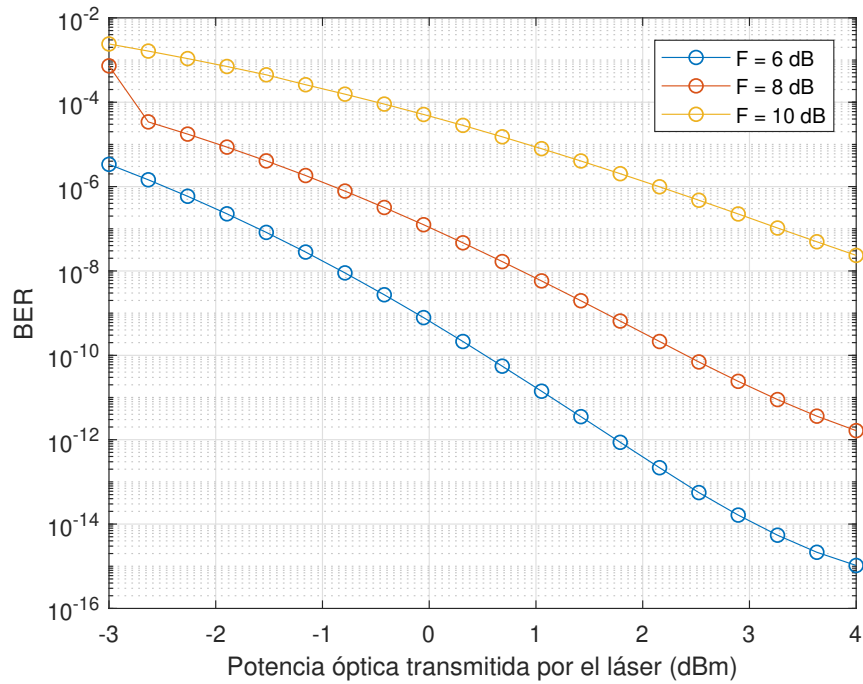
La segunda herramienta que proporciona el software para poder obtener resultados es el ya mencionado diagrama de ojos. Partiendo del mismo diseño que en el caso anterior y volviendo a variar la potencia del láser, se ha representado la BER en cada caso simulado para cada uno de los cuatro componentes disponibles en fase y polarización. La gráfica queda representada en la figura 4.6 y se puede contemplar que efectivamente, tal y como se mencionaba anteriormente, existen ligeras variaciones para cada componente. Lo que sí es cierto es que se manifiesta una tendencia similar en todas y cada una de las ramas. En cuanto a los valores obtenidos, hay que tener en cuenta que en un enlace óptico la calidad exigida es mucho mayor en cuanto a probabilidad de error. Si en un enlace de comunicaciones por radiofrecuencia se exige una BER en torno a  $10^{-7}$ , en el dominio óptico hay que garantizar como mínimo probabilidades de error que superen los  $10^{-10}$ , tres órdenes de magnitud más. Merece la pena destacar que la representación se encuentra en escala logarítmica, para poder interpretar los resultados con una mayor facilidad. En la figura se contempla que efectivamente se trata de un buen diseño puesto que se obtienen valores de probabilidad de error bastante aceptables. También se aprecia lo anteriormente mencionado, y es que cuando se aumenta la potencia óptica a partir de cierto punto la BER ya no mejora de manera tan drástica, debido a que se empieza a perder la sincronía a la hora de realizar la detección.

Alternativamente, se ha realizado otra simulación en la que se pretendía conocer la robustez del sistema frente a niveles de ruido más altos. Para ello, se han repetido las simulaciones variando el ruido que introducen los amplificadores EDFA del sistema. Por tanto, se ha asignado un valor de factor de ruido de 6,8 y 10 decibelios respectivamente y se ha vuelto a repetir la simulación anterior. Los resultados se muestran en la figura 4.7 y algunos parámetros medidos en cuanto a potencia de ruido referida para una potencia del láser de 0 dBm se encuentran en la tabla 4.2. La potencia de señal recibida no varía, como resulta lógico, pues no se han variado las características de atenuación en ningún momento. En cambio, la potencia de ruido sí que varía ligeramente, tal y como puede observarse en la tabla, debido a que ahora los amplificadores introducen un mayor nivel de ruido. Consecuentemente, la OSNR, que es la relación entre la señal óptica recibida y la potencia de ruido, se verá alterada y por consiguiente las prestaciones del sistema. Se puede comprobar que

efectivamente es así, puesto que la gráfica que recoge las BER correspondientes a cada simulación representa un valor peor de la probabilidad de error a cuanto mayor sea la figura de ruido de los amplificadores.



**Figura 4.6** Variación de BER frente a la potencia óptica del láser transmisor.



**Figura 4.7** Variación de BER frente a la potencia óptica del láser transmisor para distintos valores del factor de ruido de los EDFAs.

**Tabla 4.2** Niveles de potencia medidos a la entrada del receptor en diferentes condiciones del sistema.

Factor de ruido	Potencia de señal		Potencia de ruido		OSNR
4 dB	-23.255 dBm	4.726 mW	-54.758 dBm	3.344 $\mu$ W	31.503 dB
5 dB	-23.255 dBm	4.726 mW	-53.659 dBm	4.306 $\mu$ W	30.404 dB
6 dB	-23.255 dBm	4.726 mW	-52.742 dBm	5.319 $\mu$ W	29.469 dB

En las gráficas de las figuras 4.6 y 4.7 aparece en el eje horizontal la potencia transmitida del láser, expresada en unidades logarítmicas. Es cierto que en gráficas de este tipo se acostumbra a representar la SNR o la OSNR si es en el caso de enlaces ópticos, pero aquí no ha sido así. La justificación de expresar la potencia óptica del transmisor es sencillamente porque es un parámetro que prima en el diseño de este enlace. Ya se comentó en la sección 3.3 que la potencia óptica del láser era a priori una incógnita, puesto que se desconocía cómo iban a ser los resultados obtenidos. Ahora, con las gráficas obtenidas, es posible establecer qué valor hay que propiciarle al láser para obtener una BER aceptable y esto no sería posible verlo de forma tan directa si en el eje horizontal se encontrara la OSNR.

#### 4.4 Factor de calidad Q y umbral óptimo

Tras haber presentado el estudio de la probabilidad de error obtenida para el sistema diseñado, se ha fijado el valor de la figura de ruido a  $F = 6$  dB. Ahora, para poder realizar otro tipo de pruebas, es necesario establecer un valor fijo para la potencia del láser transmisora. Se ha considerado una BER objetivo de  $10^{-11}$  por lo que se ha asignado un valor de  $P_{laser} = 1$  dBm. Este valor no se aleja de los típicos rangos de funcionamiento de un láser comercial hoy en día [Penchala Bindushree et al., 2014]. En las figuras que se muestran a continuación, se presentan distintas gráficas en referencia al factor de calidad y a lo que Optisystem define como "*Ber pattern*". Como se puede observar, en un diseño de estas características, el instante óptimo de muestreo no es en  $T = 0.5 \cdot T_b$ , debido a las no linealidades del sistema. Existen herramientas, en este caso integradas en el diagrama de ojo, que tienen la capacidad de detectar ese instante óptimo y corregir así el sistema de tal manera que se logra optimizar aún más la probabilidad de error. El "*Ber pattern*" es un conjunto de gráficas en las que se dibujan unos círculos sobre el diagrama de ojo para cada tipo de probabilidad. Esos grafos definen áreas e indican que toda decisión que sea tomada dentro de la misma (par de valores de instante y umbral de decisión) proveerá como mínimo una probabilidad de error marcada por el color de la leyenda. Su cálculo está basado en la potencia media asociada a los unos y ceros, así como a la varianza de los mismos, y al umbral establecido. Es una gráfica útil puesto que se puede llegar a entender lo sensible que es el sistema a pequeñas variaciones que se produzcan.

Si se observa la figura 4.9, se presentan los valores óptimos de instante y umbral de decisión. El umbral de decisión presenta un valor de  $u_{th} = -1.47819 \cdot 10^{-6}$ , lo que es prácticamente el punto esperado con el que se realizaron los cálculos teóricos,  $u_{th} \simeq 0$ . En cambio, el instante de decisión se ve más afectado por las degradaciones del enlace, tomando un valor de  $T_{th} = 0.367188$  cuando era esperado un valor en torno a 0.5. Por tanto, este sí que debe de estar controlado en todo momento y deberá modificarse si es necesario. La figura 4.9 representa el diagrama de ojo real del diseño realizado. Se puede observar que las transiciones del diagrama son bastante limpias así como la apertura del ojo, pero que evidentemente este ojo queda lejos del que se presentaba en la figura 4.3, donde no existía apenas degradación ninguna. El fondo de ruido existente en el canal hace que haya cierta incertidumbre en cuanto a la amplitud de señal, pero se contrasta con los valores teóricos calculados en el apartado anterior, donde se garantiza que esa distribución estadística de amplitudes se encuentran en torno a un valor medio, precisamente el deseado. En conclusión, la simulación ha arrojado unos resultados cuanto menos sorprendentes que satisfacen sin lugar a dudas los requisitos que se planteaban. A continuación, y para cerrar el capítulo, se comentará con más detalle las conclusiones obtenidas tras realizar las simulaciones.

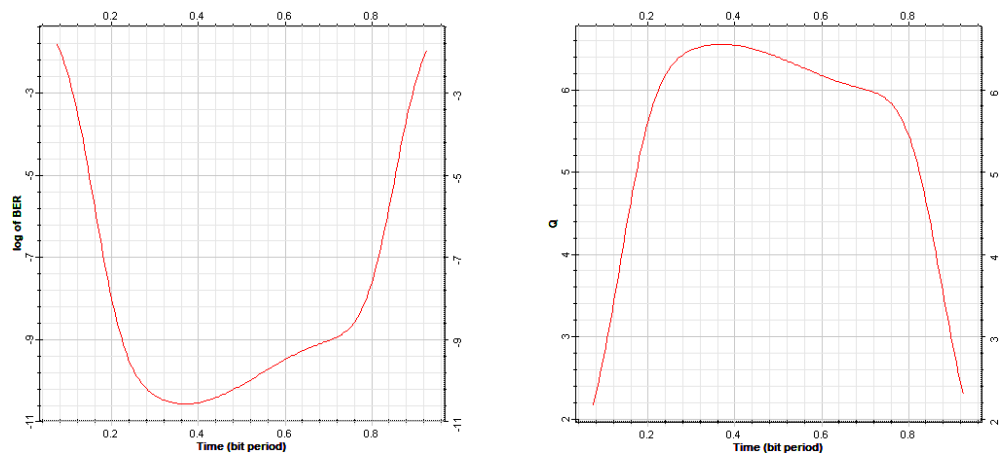


Figura 4.8 BER y factor de calidad Q en función del instante de decisión.

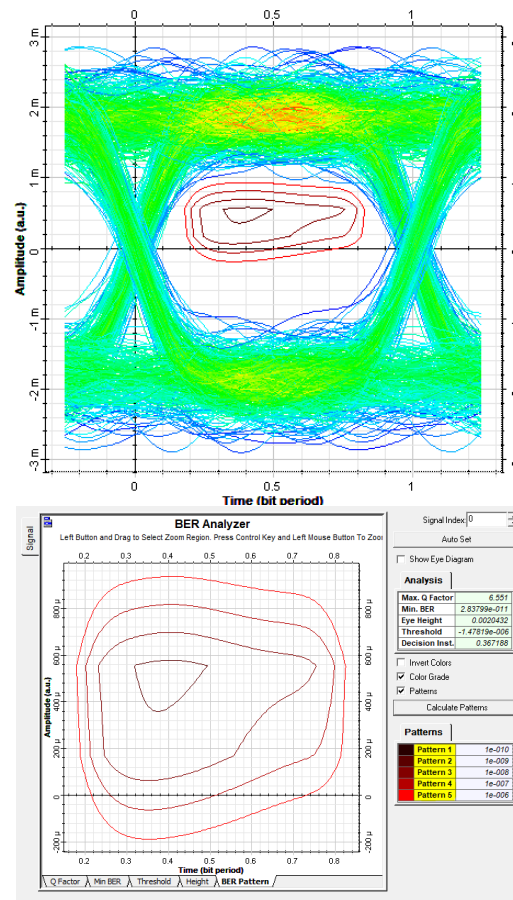


Figura 4.9 "Ber pattern" representado sobre el diagrama de ojo II.

## 4.5 Consideraciones finales

En este último apartado se van a comentar, en líneas generales, cuáles han sido las conclusiones extraídas a modo de resumen durante la realización de todo este proyecto. En primer lugar, es necesario recalcar cuáles han sido los resultados obtenidos y si han superado o no los objetivos que se plantearon en un principio, cuando se optó por la realización de este trabajo. Se puede adelantar que dichos objetivos han sido un tanto flexibles, en el sentido de que la intención de este proyecto era la de realizar un diseño lo más fiel posible al estado del arte, y como se puede comprender, esa frontera siempre es un tanto difusa. De cualquier forma, siempre se han intentado cumplir objetivos desde un punto de vista comercial, utilizando los últimos dispositivos disponibles en el mercado. Los resultados han sido más que sorprendentes, puesto que se ha conseguido establecer un enlace de transmisión a lo largo de 300 kilómetros a 100 Gbps con una calidad más que aceptable.

A continuación, se realizan algunos comentarios acerca de todo el diseño del sistema. Para terminar, se finaliza con una serie de propuestas a modo de futuras líneas de investigación, que o bien no han sido tratadas aquí pero están estrechamente relacionadas, o podrían servir como una segunda parte al trabajo que aquí se ha realizado.

### 4.5.1 Resumen general acerca de las prestaciones del sistema

Cuando se inició este trabajo, el objetivo principal era el de realizar una revisión del estado del arte de las comunicaciones ópticas coherentes. Más adelante, surgió la idea de además, realizar un diseño y su posterior simulación de un sistema real, para poder comprobar de primera mano su funcionamiento. A continuación se detalla un resumen de las conclusiones realizadas acerca de las prestaciones del sistema a lo largo de la realización de todo el estudio.

- El diseño ha sido realizado partiendo desde cero, lo cual ha permitido ir adquiriendo un conocimiento en este ámbito del cual no se disponía. Esto ha supuesto una doble ventaja, porque se ha estudiado muy minuciosamente cada una de las partes del mismo, lo que ha supuesto un mayor grado de aprendizaje y conocimiento que es reflejado en este documento.
- Este trabajo también ha consistido en gran parte en una búsqueda de información, puesto que como se ha comentado, el diseño se partía de cero. Ha sido necesario buscar los componentes en el mercado más actualizados, de los cuales algunos catálogos se incluyen como anexos en la parte final del documento. Por consiguiente, se trata de un trabajo muy actualizado, prueba de ello están en las referencias bibliográficas, donde se citan artículos de investigación con fecha de publicación muy reciente.
- El sistema de comunicaciones empleado no dota de una modulación de muy alto nivel, puesto que el recurso de emplear modulaciones tipo 32-QAM, 64-QAM..., etc, es debido a querer ocupar un ancho de banda menor, para poder ajustarse así a las exigencias del canal. Son métodos comúnmente usados en comunicaciones inalámbricas, por ejemplo, donde el espectro de radiofrecuencias es un recurso compartido y muy limitado. En comunicaciones ópticas por fibra no es así, se disponen de todos los recursos disponibles para el diseño y por tanto no es necesario emplear estos tipos de modulación. Además, emplear modulaciones avanzadas para conseguir reducir el ancho de banda ocupado es a costa de obtener una mayor probabilidad de error (siempre que se trate de modulaciones lineales, como es el caso), y ese no es el objetivo aquí perseguido. Por tanto, al realizar un diseño con un esquema de modulación muy simple es más sencillo aumentar el régimen binario sin que la BER se vea tan afectada, y se ha comprobado de buena mano que es posible obtener unas buenas condiciones para una tasa binaria de 100 Gbps.
- Este diseño podría ser una pequeña parte de otro sistema mucho mayor, en el que se emplearan varias portadoras moduladas siguiendo un esquema conjunto. De esta manera, se multiplicaría la capacidad del canal. Además, se pueden emplear otros recursos para aumentar la capacidad aún más, como utilizar fibras multinúcleo y de esta manera introducir la multiplexación espacial. Las condiciones del entorno cambiarían un poco puesto que habría que emplear otro tipo de fibra en la que los valores de dispersión y atenuación serían diferentes, así como entrarían en juego aspectos de degradación de señal más complejos, de tipo no lineal. [Soma et al., 2018].

- Sin lugar a dudas, se han logrado unos requisitos de calidad aceptables para un sistema de este tipo. Gran parte de la culpa es de haber dividido el diseño en 4 subsistemas exactamente iguales, dividiendo por polarización X e Y y a su vez en componente en fase y cuadratura. *"Divide y vencerás"*.
- En cuanto a los resultados obtenidos de la simulación, es importante destacar el papel empleado por las fibras compensadoras de la dispersión, DCF, que sin lugar a dudas han supuesto la proliferación de sistemas de comunicaciones ópticas con mayor tasa binaria. Los amplificadores ópticos también son de importancia y deben ser escogidos minuciosamente, puesto que si introducen demasiado ruido o no amplifican el nivel de señal suficiente, el sistema no funcionará.
- Otro aspecto importante y que en este trabajo se quería remarcar era la necesidad de suprimir elementos eléctricos en un sistema óptico. Son un auténtico cuello de botella y cuando se sustituyen, las mejoras que se consiguen son increíbles.
- Sin embargo, se ha comprobado de primera mano que este tipo de sistemas son demasiado inestables. Todos y cada uno de los elementos están diseñados individualmente y tienen su función. Si se cambia algún parámetro, es posible que el sistema se venga abajo y deje de funcionar. Se ha comprobado que los sistemas de comunicaciones ópticas coherentes son muy sensibles a cambios, y deben de estar diseñados cuidadosamente. Durante el proceso de diseño, en multitud de ocasiones no se ha encontrado el resultado esperado y ha habido que buscar otro elemento para sustituirlo, o bien cambiar alguna estructura del diseño, hasta poder conseguir los layouts que se han presentado durante todo este trabajo.
- La intención de este documento era la de realizar un diseño con el menor nivel de abstracción posible. Optisystem dispone de elementos no reales que facilitan la simulación, pero no se han escogido porque se ha preferido realizar un diseño mucho más real. Se podría haber utilizado un único elemento que hiciera las funciones del transmisor en su conjunto, pero se ha preferido ir seleccionando elemento a elemento, al fin y al cabo, esto es un trabajo académico.

#### 4.5.2 Líneas futuras de investigación

Este trabajo ha supuesto el diseño de un sistema completo de principio a fin y a priori no forma parte de un proyecto más grande de investigación. Sin embargo, puede servir de fuente de inspiración para el diseño de otros sistemas e incluso, como se mencionará a continuación, pueden añadirse elementos que mejoren aún más las prestaciones del sistema. A continuación se detallan las posibles líneas futuras de investigación en este sentido.

- Cuando se realiza un sistema de detección homodina, como ha sido el caso, comúnmente se suele diseñar paralelamente un PLL. Es probable que en Optisystem se encontraran algunos problemas para realizar este diseño, puesto que los bloques disponibles están limitados. Sin embargo, existe un bloque en el que puede ser cargado un script en formato Matlab. De esta manera, el PLL podría ser programado a mano. Sin duda alguna, podría ser una alternativa válida a realizar el diseño de forma modular.
- El siguiente paso de diseño sería añadir más portadoras para incrementar aún más la capacidad del canal y crear por tanto un sistema DWDM o incluso OFDM. Entrarían en juego otras variables que no se han tenido en cuenta en este trabajo, como que ahora el ancho de banda ocupado sí que importa y habría que buscar un balance entre número de canales soportados y capacidad asociada a cada canal.
- Otra alternativa podría ser explotar las capacidades de la fibra multinúcleo y multimodo, aunque sí que es cierto que en la versión en la que se ha trabajado de Optisystem hay relativa carencia de elementos que puedan favorecer un diseño que vaya en este sentido.
- A fin de cuentas, las comunicaciones ópticas se encuentran en pleno auge, puesto que innumerables avances se publican cada año y cada vez se logran tasas de transmisión mucho más altas. De aquí a unos años este trabajo quedará totalmente obsoleto y quién sabe si las técnicas que aquí se mencionan, que van a ser tendencia durante los próximos años, ya serán historia, y el mundo de las comunicaciones ópticas habrá tomado otro camino totalmente diferente que hoy en día no se puede vaticinar. Por tanto, siempre queda la posibilidad de realizar un nuevo trabajo realizando un estado del arte de las comunicaciones ópticas coherentes.



## Apéndice A

# Optisystem: guía básica

---

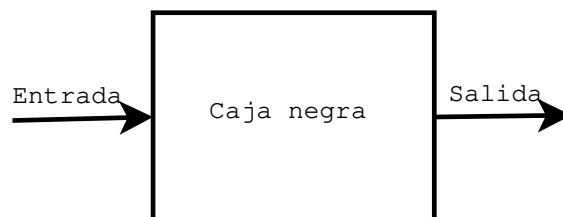


**Figura A.1** Logo de la compañía Optiwave dueña del software Optisystem.

### A.1 Optisystem de Optiwave™

En las siguientes páginas va a ser introducido todo lo que ha sido necesario conocer y estudiar de Optisystem para poder realizar el presente trabajo. Se ha tratado de realizar una descripción, cuanto más breve posible, con el objetivo de ser claro y conciso. Sin duda, cualquier persona que quiera empezar a utilizar este tipo de software le vendrá bien leer este documento, pero desde aquí animo al lector a que practique por su cuenta y descubra el funcionamiento y la caracterización de cada uno de los elementos [Optiwave, 2018] [Optisystem, 2018] y funcionalidades que aquí se describen. Acerca de encontrar referencias a este software así como tutoriales, son muchísimas las referencias disponibles en Internet. Existe un foro propio en la web de la compañía en el que los usuarios dejan sus dudas y existe una amplia comunidad que interactúa de forma activa.

Optisystem guarda cierta similitud con otro tipo de herramientas que si bien no pueden llamarse lenguajes de programación en sí, pueden llegar a realizar la misma función que ellos. Hablamos de programas como Simulink, de Matlab™, que son entornos de programación visual de más alto nivel que actualmente se encuentran en auge. La principal ventaja de este tipo de herramientas es la posibilidad de lograr un mayor grado de abstracción en determinados casos. Se basan en el concepto de sistema, una caja desconocida a la que dada ciertas entradas, producen una cierta salida.



**Figura A.2** Concepto de sistema y base de Optisystem.

## A.2 Breve reseña de la empresa

Optiwave Systems Inc es una compañía que fue fundada en 1994 y cuya sede actual se encuentra en la provincia de Ontario, Canadá.

Según se definen ellos mismos en su web, Optiwave es líder en el desarrollo de técnicas innovadoras software para el diseño, simulación y optimización de componentes, enlaces, sistemas y redes para el desarrollo de la nanotecnología fotónica.

El perfil de los clientes que requieren el servicio de este tipo de herramientas es muy variado, pudiéndose encontrar:

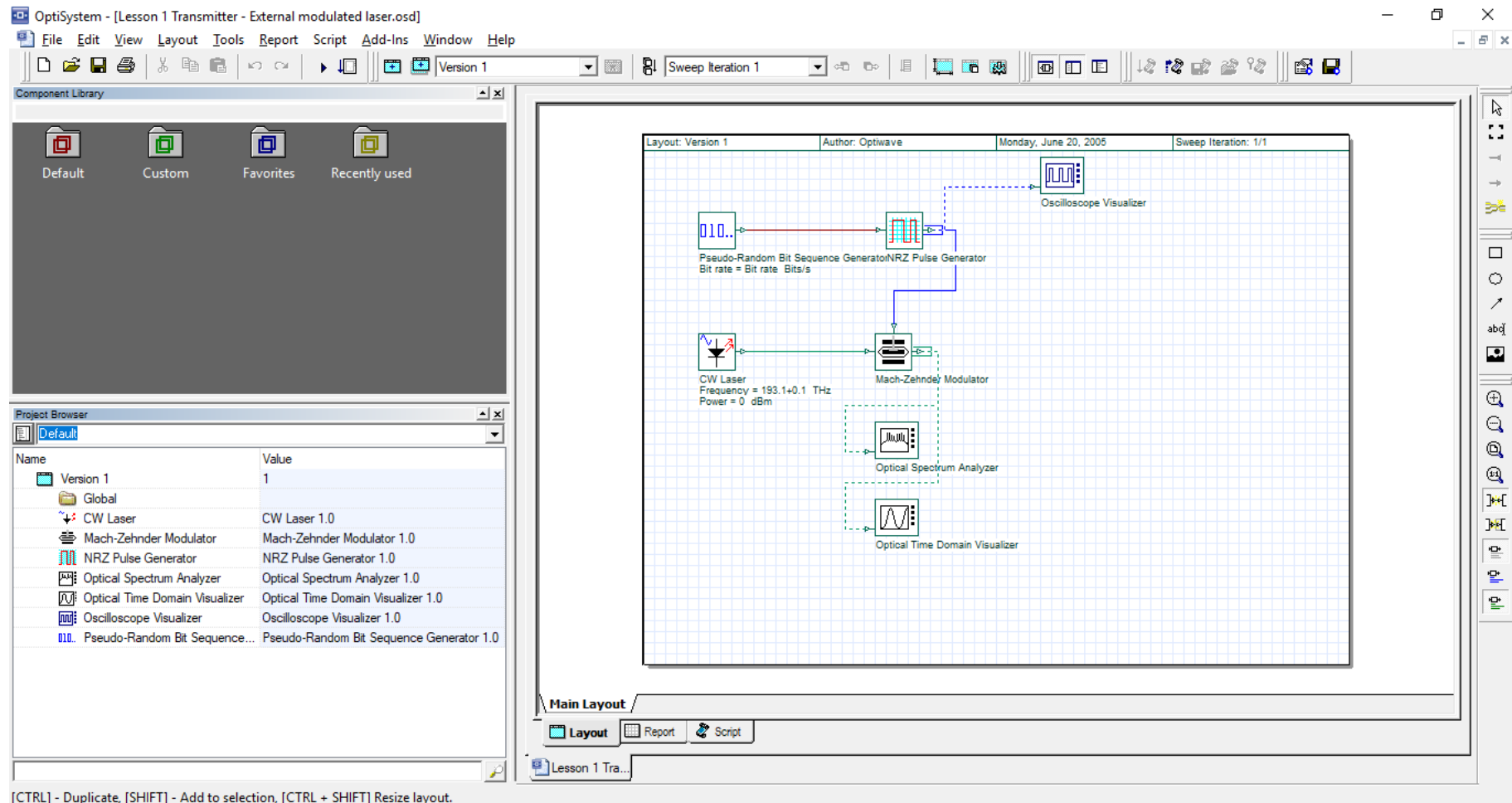
- **Proveedores de componentes fotónicos:** LG, Intel o Oki Electric entre otros.
- **Suministradores de equipamiento óptico de telecomunicaciones:** Alcatel, Huawei, Mitsubishi y NEC.
- **Proveedores de servicios de telecomunicaciones:** NTT, AT&T y Bell Canada
- **Industria militar:** Lockheed Martin, Raytheon y Boeing.
- **Profesores de universidad, investigadores y estudiantes de cientos de universidades de todo el mundo:** Harvard, MIT, Stanford, etc.

El hecho de que exista una gran variedad de organizaciones de sectores muy diversos interesados en el uso de simular elementos que emplean tecnología fotónica hace augurar que sin ninguna duda el futuro de las telecomunicaciones no podrá ser definido sin esta rama de conocimiento. Optiwave lo tiene muy claro, por eso se marca como objetivo extender la tecnología fotónica alrededor de todo el mundo y fomentar de un modo u otro que se desarrollen nuevas técnicas que mejoren a las ya existentes. Ellos se encargan de proveer el software innovador y de la más alta calidad; ahora les toca a otros realizar esos avances y experimentos en fotónica.

## A.3 Versión y licencia

La versión más actualizada de Optisystem es la **v15.0** en la que como principal novedad se incluye la inclusión de algunos bloques capaces de ejecutar algún script en Python definido por el usuario. Optisystem solo es compatible con el sistema operativo Microsoft Windows. No existen versiones para Mac o Linux. La versión con la que se ha trabajado es la **v10.0** en su modalidad de 64 bits, aunque ha tenido que ser ejecutado en modo compatibilidad Windows Vista, para evitar algunos errores de cierre inesperado de la aplicación.

En cuanto a la licencia empleada, ya que este software no es gratuito al igual que la mayoría de entornos de simulación de estas características, se ha trabajado con una disponible en el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla. El proceso de identificación consiste en una llave hardware por lo tanto para poder trabajar con el software es necesaria mantener una conexión activa a Internet. El proceso de instalación seguido puede encontrarse en el siguiente enlace: <https://optiwave.com/installation/OptiSystem/OptiSystem%20Network%20Installation.pdf>



[CTRL] - Duplicate, [SHIFT] - Add to selection, [CTRL + SHIFT] Resize layout.

**Figura A.3** Layout de ejemplo en el que se pueden observar las distintas funcionalidades que permite el software en su menú principal.

## A.4 Breve tutorial de Optisystem

### A.4.1 Pantalla de inicio

Tras ejecutar Optisystem por primera vez y abrir un archivo, se mostrará una ventana como la mostrada en la figura A.3 en la que se puede observar un layout de ejemplo. Es el menú principal, y desde este se pueden realizar multitud de tareas. A continuación se detallan los principales elementos del mismo.

#### Project Browser

Se trata de la zona inferior izquierda de la pantalla, y ahí es donde se pueden encontrar los elementos activos en el diseño actual. Cada elemento es desplegable y se puede ver la configuración de cada uno de los parámetros. Un ejemplo del mismo se encuentra en la figura A.4 en el que se representan los elementos del archivo de uno de los ejemplos disponibles en los tutoriales de Optisystem: transmisor óptico mediante un modulador externo.

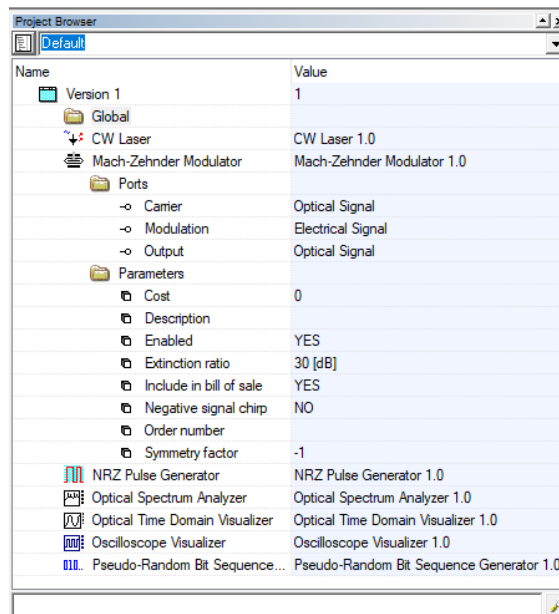


Figura A.4 Project browser de Optisystem.

#### Component Library

Por encima de este último, existe una zona rectangular sombreada que recibe el nombre de "*component library*". Aquí es donde se alojan todos y cada uno de los bloques funcionales disponibles para nuestro diseño. Como se puede observar, se agrupan en cuatro directorios: default, custom, favourites and recently used. Merece la pena destacar la carpeta de favoritos la cual facilita mucho las tareas debido a que algunos bloques pueden ser algo difíciles encontrarlos.

#### Modos disponibles

Destacamos tres modos de visualización para un mismo archivo:

- **Layout.** Es el que se muestra en la figura A.3 y en el que se pueden observar todos los bloques existentes y sus conexiones entre sí.
- **Report.** Ventana en la que ofrece una representación gráfica, tanto en 3D como en 2D, de cualquiera de las variables disponibles en nuestro diseño.

- **Script.** Optisystem ofrece la posibilidad de realizar nuestros diseños mediante la programación de ficheros, pero es muy poco recomendable debido a que los otros dos modos son mucho más sencillos y rápidos.

### Otros elementos

En la barra de tareas disponible en la parte superior de la pantalla se pueden encontrar varios iconos. Existe la posibilidad de crear un nuevo archivo, abrir alguno ya existente, guardarlo (Optisystem trabaja con archivos en formato .osd), etc. Se pueden ir alternando entre distintos layouts pertenecientes a un mismo proyecto así como cambiar entre iteraciones que se encuentran mostrándose.






### A.4.2 Componentes principales

A continuación se va a proceder a realizar una breve descripción de los componentes que de un modo u otro han sido utilizados en algún momento de este trabajo. Es importante conocer que Optisystem trabaja en tres dominios muy diferenciados: el dominio óptico, el eléctrico y el binario. Cada componente, por tanto, estará formado por un número determinado de entradas y salidas que serán de un tipo asociado a cada uno de estos tres dominios. En el esquemático se podrán diferenciar por el color de las flechas que relacionan sus entradas y salidas.

Como consecuencia de esto último, existirán por tanto limitaciones a la hora de realizar un diseño, ya que no se podrán conectar dos elementos mediante conexiones de distintos dominios. En la práctica es muy intuitivo y encontraremos que existirán elementos que realizan la misma función y, por tanto, equivalentes, pero cada uno diseñado especialmente en su dominio. Un ejemplo podría ser un osciloscopio, que como bien se sabe es un instrumento encargado de la representación de las señales eléctricas; y un visualizador óptico, que básicamente desempeña la misma función pero en el dominio óptico. Este último elemento es totalmente ficticio, pues el instrumento real para caracterizar un componente óptico es el OTDR [Jiménez et al., 2017].

### Componentes ópticos





Los componentes utilizados han sido:

-  **CW Laser**. Láser de onda continua a una frecuencia determinada. Algunos de los parámetros configurables son: Ancho de banda, fase inicial, potencia, polarización o el nivel de ruido introducido.
-  **Polarizator splitter**. Elemento pasivo muy simple cuya función es la de separar en cada uno de sus componentes de polarización la señal entrante. No requiere configuración ninguna.
-  **Polarizator combiner**. Elemento análogo al anterior. Mezcla las señales provenientes con polarización ortogonales entre sí.
-  **Fiber optic**. Es el bloque que representa al canal, el medio de transmisión óptico. La fibra óptica es un elemento muy complejo que debe ser estudiado en detalle. Por ende, existen multitud de parámetros que la definen tales como modo de propagación, tipo de fibra (monomodo o multimodo), atenuación, longitud de la fibra, dispersión, etc.
-  **LiNb Mach-Zehnder modulator**. El bloque encargado de modular y por tanto traspasar la información del dominio eléctrico al óptico es el modulador Mach Zehnder. Consta de una entrada de referencia, donde debe conectarse al láser encargado de generar la portadora. También dispone de

otras dos entrada eléctricas que será donde se introducirá la información que se desea transmitir, en este caso, la señal que contenga los símbolos transmitidos. De este modo,






$$E_o(t) = f(V(t), E_i(t)) \quad (\text{A.1})$$

siendo  $E_o(t)$  el campo eléctrico generado por el modulador,  $E_i(t)$  el campo eléctrico que incidía inicialmente y  $V(t)$  la señal eléctrica de referencia.

-  **X coupler.** Elemento con un par de entradas y otro de salidas cuya función es la de mezclar las entradas señales. Se pueden configurar pérdidas que pudiera tener un dispositivo real de este tipo. En las simulaciones presentadas, se ha utilizado la técnica de conectar una de las entradas a una tierra "óptica" ficticia para generar una copia de la señal y tenerla repetida a su salida.
-  **Phase shift.** Introduce un cambio de fase en la señal entrante. Útil cuando se trabaja con componentes en fase y cuadratura, para establecer algún tipo de diferenciación entre ellos.
-  **Time delay.** Establece un retraso determinado especificado como parámetro. En la simulación se ha utilizado como compensador de los retardos de propagación de la señal por la fibra óptica.
-  **Photodetector PIN.** Elemento clave en el receptor el cual genera una señal eléctrica a partir de una luz incidente. Caracterizado por su responsividad, recibe a la entrada la señal óptica proveniente de la fibra óptica, siendo usualmente el primer elemento de la cadena del receptor.




### Componentes eléctricos

Cuando se trabaja con señales ópticas de un modo u otro existirán también señales eléctricas. Los símbolos deben ser generados por una señal eléctrica, por lo tanto existirán componentes generadores de pulsos tal y como se conocen en las comunicaciones digitales convencionales. Además, el fotodetector es el encargado de generar una señal eléctrica a partir de una intensidad óptica, por lo que todo lo que vaya a continuación de este también debe ser abordado aquí. Los componentes principales vienen referenciados a continuación.

-  **NRZ Pulse generator.** Se trata de un generador de pulsos no retorno a cero, es decir, la señal se mantiene constante durante todo el ciclo de reloj. Se generan por tanto pulsos rectangulares a partir de una secuencia binaria de entrada. Además, pueden configurarse multitud de parámetros tales como la amplitud, tiempos de subida y de bajada así como un offset si así se desea.
-  **Sine generator.** Este elemento genera una onda sinusoidal con una frecuencia, amplitud y fase a especificar. Es el elemento análogo al láser en el dominio eléctrico, al fin y al cabo.
- **Otros pulsos.** Existen otro tipo de pulsos bastante interesantes que no han sido de especial relevancia para el estudio posterior pero que merecen ser mencionados: generadores de pulsos gaussianos, de senos hiperbólicos, de coseno alzado, de impulsos, hasta un propio generador de ruido.
-  **Electrical subtractor.** Elemento encargado de llevar a su salida la señal diferencia de las dos señales entrantes.
-  **Electrical amplifier.** Amplificador óptico convencional en el que puede modificarse la ganancia en decibelios introducida así como la potencia de ruido que genera el mismo. Este elemento se introduce para aumentar el nivel de señal recibido, aunque como consecuencia introducirá ruido, por lo que será clave su modelización.
-  **Low Pass Gaussian Filter.** Filtro gaussiano paso de baja convencional. Algunos de los parámetros configurables son la frecuencia de corte y las pérdidas de inserción medidas en decibelios.

## Componentes binarios




En este apartado se van a presentar los componentes de Optisystem más comunes en el dominio binario, es decir, aquí se engloban todos los elementos que no entienden de señales eléctricas ni ópticas, únicamente de ceros y unos. No existe una asociación evidente entre elemento real y bloque del programa, como podría ser en el caso de cuando se trataba de un elemento del dominio óptico o eléctrico. Más bien, se trata de bloques que de un modo u otro emulan algún tipo de procesamiento de señal. Son mencionados a continuación.



- 
**Pseudo-Random Bit Sequence Generator.** Fuente de bits pseudoaleatoria en la que el usuario puede seleccionar parámetros tales como la tasa binaria a transmitir, la estadística usada para ir generando dicha secuencia de ceros y unos así como la longitud de la palabra de la secuencia.
- 
**Serial To Parallel Converter.** Elemento muy sencillo que consiste en separar la fuente de bits entrante en N ramas, siendo N un parámetro elegido en el menú de configuración del elemento. La tasa binaria saliente por cada una de las ramas será por tanto N veces menor a la tasa binaria que inicialmente se tenía. Existe el elemento análogo, el *"parallel to serial converter"*.
- 
**Binary logic.** Se puede realizar también cualquier diseño deseado empleando puertas lógicas. Ejemplos de usos existen muchísimos, cualquiera que el usuario pueda llegar a imaginar, pero uno podría ser el uso de este tipo de elementos para realizar cualquier tipo de codificación previa a la secuencia binaria con el objetivo de establecer cualquier tipo de protección al código. Las puertas lógicas que podemos encontrar son las siguientes: NOT, AND, OR, XOR, NAND, NOR y XNOR. Merece la pena destacar que también pueden encontrarse elementos equivalentes en el dominio eléctrico, aunque no se ha probado su funcionamiento.

## Visualizadores

Existen otro tipo de componentes en Optisystem los cuales proporcionan algunos tipos de gráficas cuya interpretación da lugar a los resultados que devuelve la realización de las simulaciones correspondientes. Son por tanto los elementos sumideros, donde la señal muere, sea del dominio que sea.

Todos ellos están agrupados dentro de una carpeta llamada *Visualizer Library* en los que a su vez se agrupan dependiendo del tipo del dominio que sea. Existen elementos que realizan la misma función pero en distinto dominio; por motivos evidentes no serán nombrados. También es importante destacar que en cada uno de los elementos existe la posibilidad de representar la componente de señal por separado, el propio ruido o ambos juntos.

- 
**Time Domain Visualizer.** El visualizador en el dominio del tiempo muestra la forma de la onda en función del tiempo, ya sea tensión eléctrica o potencia óptica. En cierta medida, se trata de un osciloscopio en el que pueden establecerse marcas, valores de pico o medir tiempos de cualquier forma. También puede establecerse el rango de visualización. La escala horizontal puede configurarse para que sea medida en tiempo, como viene siendo habitual, o también puede seleccionarse la opción sea dada en bits, en la que se irá indicando la forma de onda asociada a cada símbolo recibido.
- 
**Spectrum Analyzer.** Elemento encargado de realizar un análisis en frecuencia de la señal entrante. La componente horizontal puede representarse en hercios o en unidades de longitudes de onda para un sector determinado o bien dejarlo de forma automática. La componente vertical puede venir dada en dBm o en Watios. Existen parámetros de configuración más complejos como podría ser la adición de un ancho de banda de resolución para tratar de simular algún tipo de analizador de espectro real, lo cual conlleva a confeccionar el tipo de filtro empleado así como el ancho de banda del mismo. La figura 3.7 es un ejemplo donde se ha usado el analizador de espectro.
- 
**Power Meter Visualizer.** En este caso, el bloque trata de un display en el que aparece la potencia medida en Watios o en dBm, ya sea en el dominio óptico o eléctrico. Se le puede aplicar algún valor de escala así como un valor mínimo para el cual comienza a medir.

-  **Eye Diagram Analyzer.** Este componente proporciona el diagrama de ojo correspondiente a un sistema de comunicaciones específico. El diagrama de ojo es un método de análisis de un enlace mediante el cual se puede observar la forma de onda de los pulsos transmitidos con el objetivo de medir niveles de ruido, distorsión, desfases, etc. El diagrama de ojo necesita una señal de referencia correspondiente a los pulsos eléctricos transmitidos, es decir, a los símbolos. También es necesario introducir la secuencia de bits original. Por último, existe una última entrada, la que se utiliza para poder visualizar la degradación de la señal recibida en el otro extremo de la comunicación. Debe ser proporcionada en el dominio eléctrico, es decir, después del fotodetector.
-  **Electrical Constellation.** Por último, existe un bloque encargado de representar la constelación eléctrica de las señales, con el objetivo de analizar y comprender el funcionamiento del sistema de transmisión. Consta de dos entradas, una para cada componente de señal, esto es, en fase o en cuadratura. Al igual que en el diagrama de ojo, a partir de los resultados pueden establecerse conclusiones acerca de cualquier tipo de degradación introducida por los elementos del sistema de comunicaciones óptico.



# Caracterización del modulador Mach-Zehnder

---

El objetivo de este apartado es el de realizar un estudio del modulador Mach-Zehnder desde un punto de vista práctico, de tal forma que complemente al desarrollo teórico ya presentado en la sección 2.2 y que sirva de apoyo para el diseño del transmisor óptico, explicado en la sección 3.3.

### B.1 Función de transferencia del MZM

Para realizar el estudio del modulador propuesto en nuestro sistema, es necesario realizar un diseño de prueba, el cual se muestra a modo de layout en la figura B.2. Puede observarse que se trata de un diseño muy simple en el que se va a excitar al MZM con tensiones antipodales, es decir,  $V_2 = -V_1$ , de tal manera que se comporte como modulador de dos amplitudes, obteniendo una relación de señal a la salida tal y como se describía en la ecuación 2.5. Se recuerda, que al haber fijado las tensiones de la manera que  $V_2 = -V_1$  el efecto chirp era completamente anulado, como se podía ver en la ecuación 2.8. En una sección posterior, concretamente en la B.2, se realiza un ejemplo práctico en el que se estudia precisamente este fenómeno.

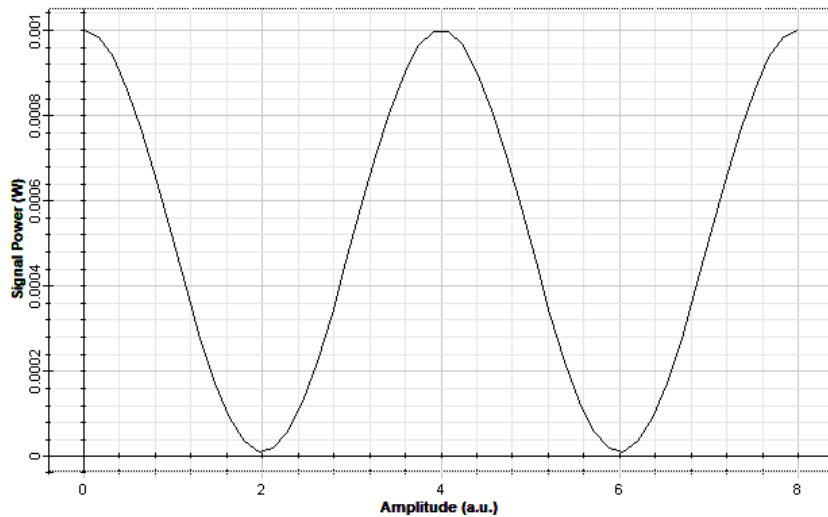


Figura B.1 Relación salida a entrada del MZM.

El parámetro "Switching Bias Voltage" marca en cierta medida el rango de operación del MZM. Al haberle asignado un valor de 4 voltios, se ha asignado el parámetro de  $V_\pi$  en 2 voltios. Por tanto, se va a generar el parámetro correspondiente al generador de tensión en modo "Sweep", esto es, se van a realizar una simulación para un total de 50 iteraciones entre 0 y  $4V_\pi = 8$  voltios. No se han considerado pérdidas de inserción puesto

que esto se trata de un experimento totalmente ideal con el único objetivo de entender el funcionamiento del MZM. El parámetro "*extinction ratio*" se define como la relación de los dos niveles de potencia ópticos asociados a cada uno de los elementos digitales, es decir, al "1" y al "0". Matemáticamente,

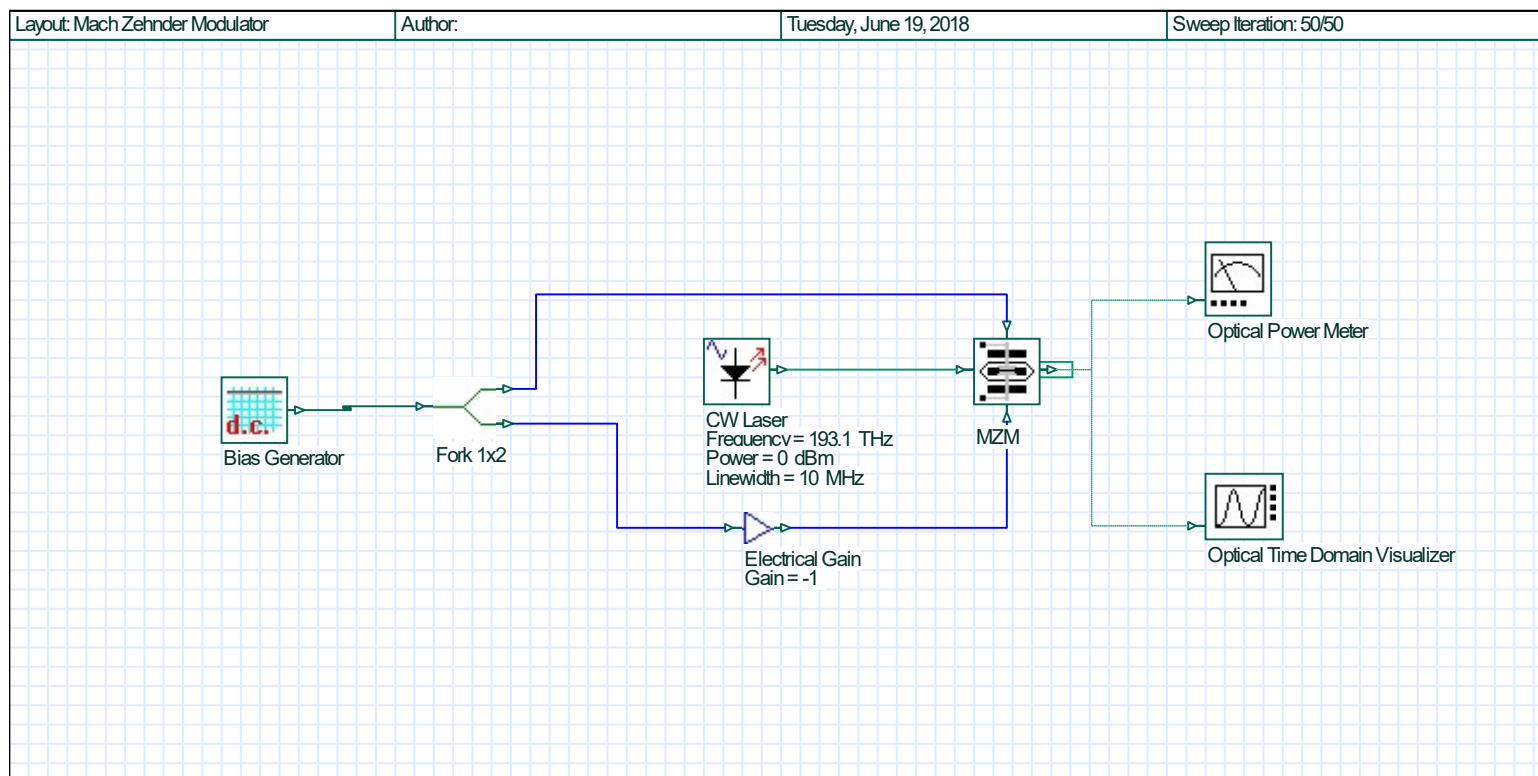
$$r_e = 10 \log \left( \frac{P_1}{P_0} \right), \quad (\text{B.1})$$

donde  $P_1$  es el nivel de potencia óptica generado cuando el láser está encendido y  $P_0$  el nivel generado cuando el láser está apagado. Interesa que este parámetro sea cuanto mayor posible ya que así será más fácil diferenciar cuándo se está en ON o en OFF. Nótese que aunque estemos realizando un diseño de comunicaciones ópticas coherentes, se está haciendo referencia a estados ON y OFF, que se asemejarían más bien a un sistema IMDD como de los anteriormente mencionados. Al fin y al cabo, un modulador de amplitud no ejerce otra función que no es otra que la de oponerse o no al paso del láser.

En la figura B.1 puede observarse la función de transferencia comentada anteriormente, donde se ilustran los resultados que cabría esperarse según la ecuación 2.5 descrita en el capítulo anterior. En el eje horizontal se representa la entrada del modulador, esto es, la componente en continua que hemos ido aumentando desde un valor de 0 a 8 voltios. En el eje vertical se tiene el nivel de potencia óptica a la salida del MZM. Se trata de una gráfica muy importante ya que mezcla los dos dominios en los que se acostumbra a trabajar, en el eje horizontal encontramos el dominio eléctrico y en cambio en el eje vertical el dominio óptico. Es muy importante la correcta caracterización del MZM como se puede llegar a entender ya que se trata del elemento colindante entre ambos mundos y por tanto es muy delicado. Si observamos los valores máximos y mínimos de dicha gráfica, el máximo se corresponde a la potencia emitida por el láser,

$$P_1 = 0 \text{ dBm} \Rightarrow 10^{0/10} = 1 \text{ mW}.$$

El valor mínimo podemos hallarlo gracias al elemento "*Optical Power Meter*", devolviendo un valor de  $P_0 = 10^{-6}$ . Se puede demostrar que efectivamente se cumple la relación de "*extinction ratio*" anteriormente expuesta en la ecuación B.1 con un valor de 20 dB, el proporcionado en los parámetros del componente MZM del simulador. Resulta evidente llegar a la conclusión acerca de la utilidad que puede llegar a ofrecer el MZM, ya que ajustando la tensión DC proporcionada puede controlarse la potencia óptica a su salida y de esta manera puede introducirse la información deseada en la portadora óptica.



**Figura B.2** Layout en el que se ha realizado la caracterización del MZM.

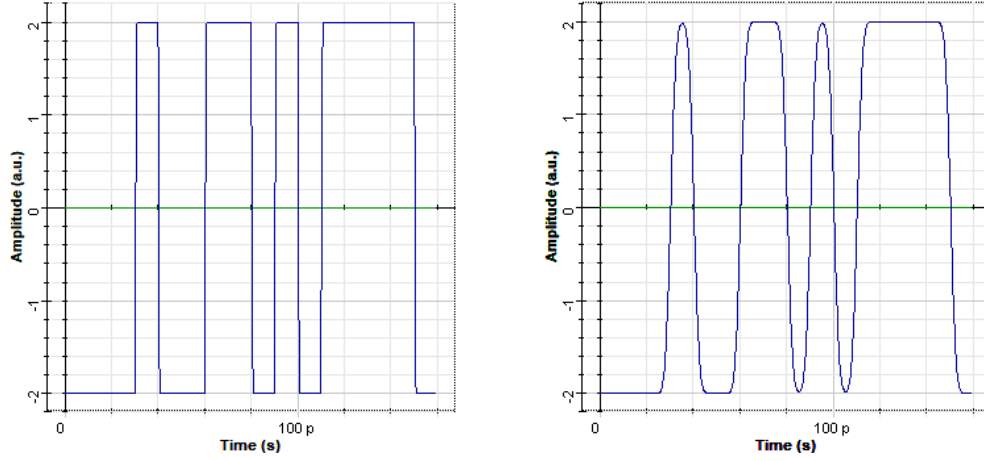


Figura B.3 Pulsos asociados a los bits transmitidos a la entrada y salida del filtro gaussiano.

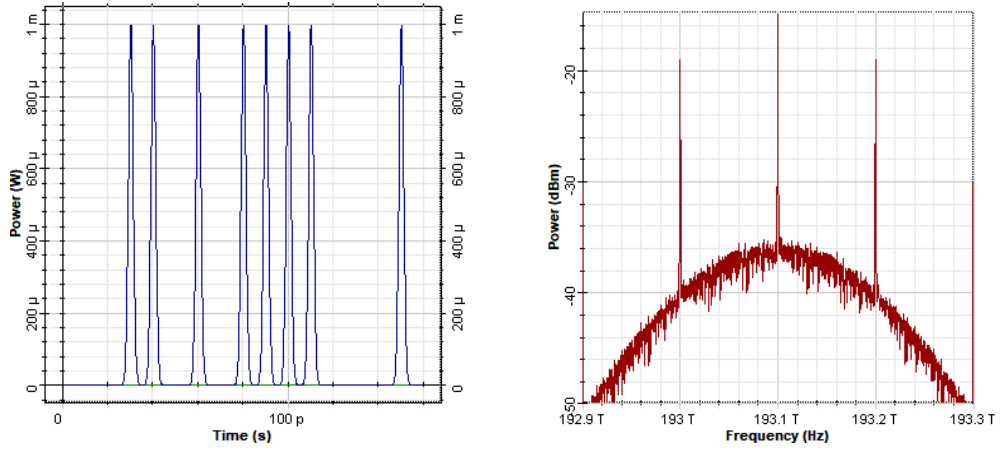


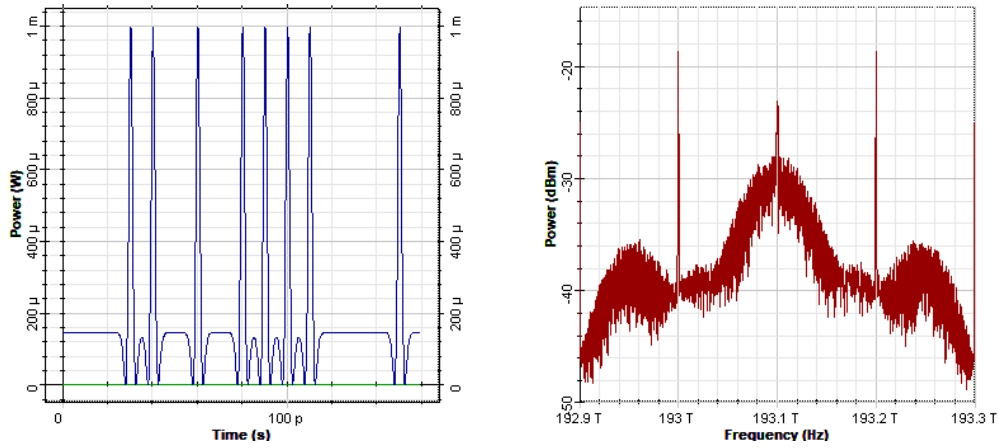
Figura B.4 Señal y espectro óptico a la salida del MZM para un factor de chirp nulo.

## B.2 Análisis del efecto chirp del MZM

En segundo lugar, se ha realizado otro estudio con el objetivo de observar el factor chirp que es generado a la salida del modulador. El factor chirp se define como una modulación de frecuencia residual muy dependiente de la modulación en intensidad realizada. Está presente a la salida de los moduladores ópticos y es un claro factor limitante del alcance en una transmisión óptica por los motivos que se van a ver a continuación. Con nuestro diseño del MZM dual drive, podemos recuperar la ecuación 2.8 donde se definía el factor chirp como

$$\alpha = \frac{V_1(t) + V_2(t)}{V_1(t) - V_2(t)}. \quad (\text{B.2})$$

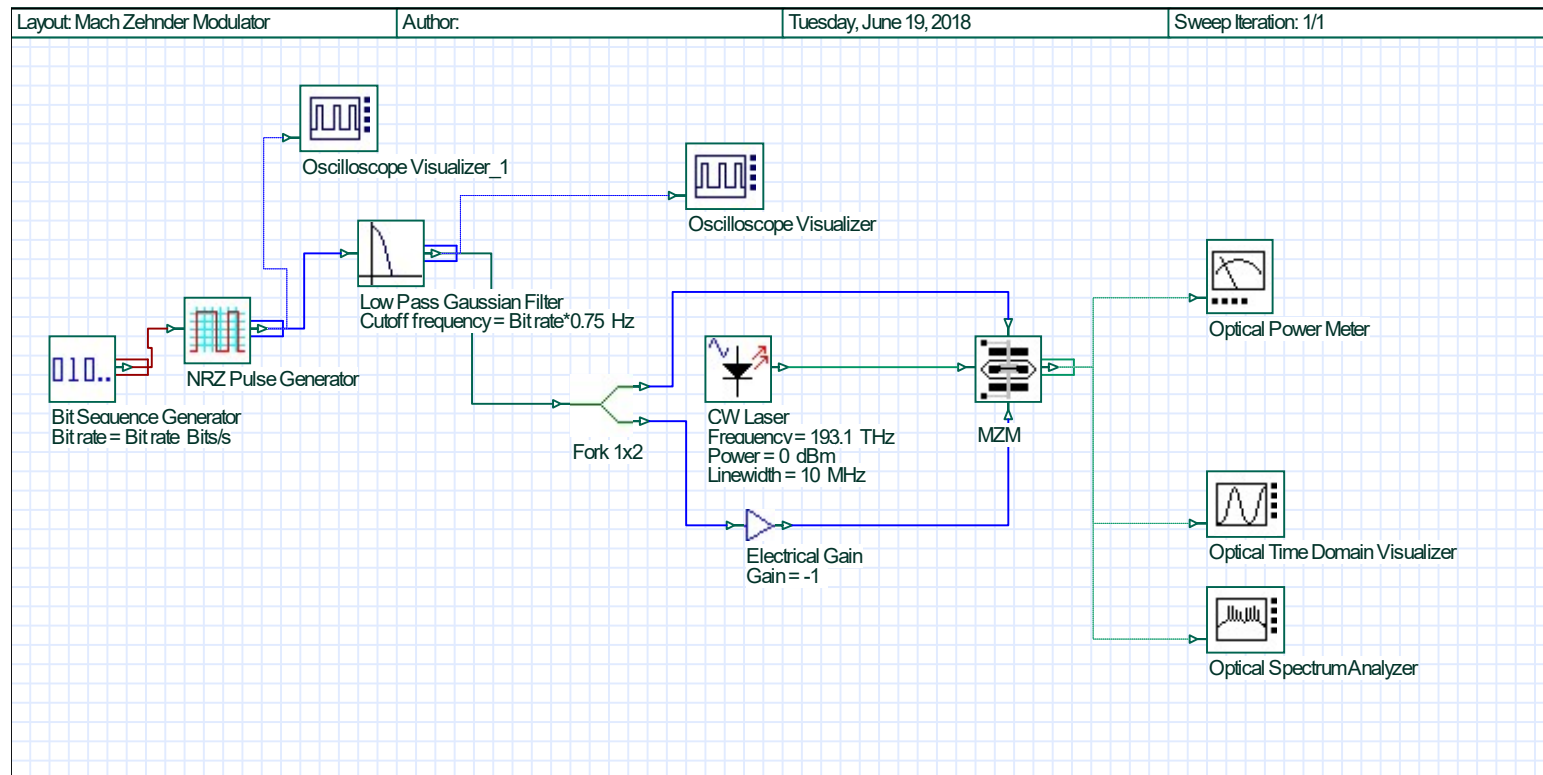
Si se quiere un chirp nulo bastaría con fijar tal y como se había realizado hasta ahora  $V_1 = -V_2$ . El layout utilizado en esta segunda parte se encuentra en la figura B.6. En la figura B.3 se encuentran las formas de onda que forman la entrada del MZM y en la B.4 la señal óptica a la salida en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Pueden observarse que son señales totalmente distinguidas y aparentemente no existe ninguna



**Figura B.5** Señal y espectro óptico a la salida del MZM para un factor de chirp con  $\alpha = 0.6$ .

degradación asociada a las mismas. Sin embargo, si ahora se cambian las tensiones de entrada y se escogen unas tensiones de pico de valor  $V_{1pp} = 4 V$  y  $V_{2pp} = 1 V$  generamos una señal que tendrá un coeficiente, aplicando la ecuación anterior, de  $\alpha = 0.6$ . Para obtener las expresiones correctas a la salida es necesario reajustar el ancho de los pulsos así como cambiar el valor de la ganancia a 0.25. Así pues las expresiones de onda generadas quedan referenciadas en la figura B.5. Las conclusiones que pueden extraerse son las siguientes:

- En cuanto a la expresión de los pulsos ópticos transmitidos en el dominio del tiempo, comparando las figuras B.4 y B.5 se puede observar como en el caso de esta última existe una imperfección a modo de una componente de continua siempre constante. A medida que se vayan modificando las tensiones en bornas del MZM, el valor de  $\alpha$  se irá modificando y la degradación será mucho más notable. Como bien se puede comprender, se trata de un efecto no deseado introducido en la fibra óptica que limitará por tanto el alcance de la transmisión de la misma.
- Si se realiza el análisis en frecuencia sobre las mismas figuras, podemos apreciar que en la figura B.5 aparecen unos lóbulos laterales, correspondientes precisamente a dicho efecto chirp. Una vez más se pone de manifiesto la importancia de controlar este factor, sobretudo si la intención es la de diseñar canales con más de una portadora, pues podrían darse casos en los que hubiera una fuente componente de interferencia con el canal adyacente.



**Figura B.6** Layout utilizado para el análisis del Chirp producido por el MZM.

## Apéndice C

# Datasheet del MZM QPSK

---

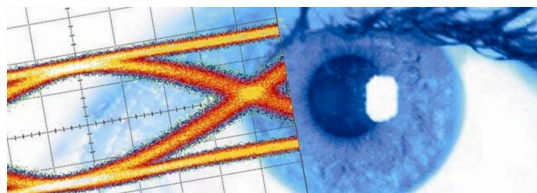


**SHF Communication Technologies AG**

Wilhelm-von-Siemens-Str. 23D • 12277 Berlin • Germany

Phone ++49 30 / 772 05 10 • Fax ++49 30 / 753 10 78

E-Mail: [sales@shf.de](mailto:sales@shf.de) • Web: <http://www.shf.de>



**Datasheet**  
**SHF 46213 D**  
Optical QAM Transmitter





## Description

The SHF 46213 D is an optical QAM transmitter unit. It is a field replaceable plug-in module which needs to be installed in a mainframe type SHF 10001 A/B or SHF 10000 A/B/C. Together with other plug-in modules from this instruments series, a modular and scalable measurement system can be put together.

In a QAM (Quadrature Amplitude Modulation) transmission system, the data is transmitted in the optical phase and amplitude change between the symbols. Since one transmitted symbol includes the information of  $n$  bits the symbol rate is reduced by the factor  $1/n$ . Therefore one advantage of a QAM transmission system is a high spectral efficiency.

The SHF 46213 D uses a parallel modulator which converts 2 electrical data streams (I and Q) of up to 32 GSymbols/s into 1 optical data stream of up to 32 GSymbols/s.

If the input data streams consist of binary signals, the optical output format will be DQPSK. Multilevel input data streams will generate the PAM/QAM modulation.

Both electrical data streams modulate the light by a thermally stable Chirp-free Lithium Niobate Mach-Zehnder modulator with a phase difference of  $\pi/2$ . Before superposition of the two light streams the Q part gets  $\pi/2$  shifted in order to have four different phase states in the transmitted signal.

The 2 data channels can be switched On and Off independently, thus permitting to generate either DPSK or DQPSK signals.

To detect and to demodulate either the I or the Q channel, the 28 Gbps DPSK optical receiver SHF 47215 A is the ideal instrument. It is possible to switch between the I and the Q channel for eye analysis or BER measurement of both channels separately.

For a 32 Gbps DQPSK BER measurement the SHF Bit Pattern Generators (SHF 12103 A /SHF 12104 A) can provide the pre-coded I and Q data streams.

For the RZ modes, an amplified clock signal drives a third modulator. The output from this modulator is a train of pulses of constant width. For the NRZ-QAM modes, the third modulator is biased to allow light through continuously.

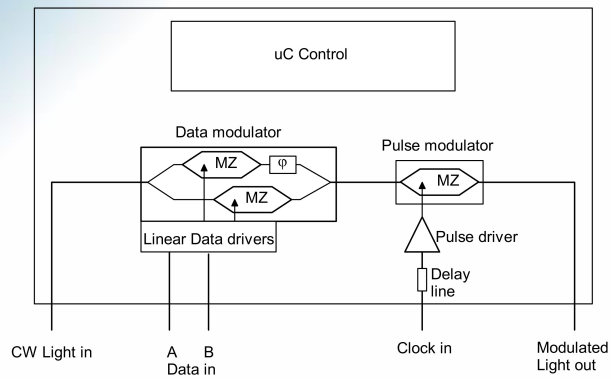
The temperature stable modulators and an automatic bias circuit for both the QAM and pulse carver modulators ensure high stability of the output signal.

## Features

- 32 GSymbol/s optical data streams
- Separate analysis of I and Q channel possible
- Quick optimization of optical eye diagram performance by user adjustable modulator bias control
- All features are computer controlled via Bert Control Center software
- All modulators' bias conditions controlled automatically
- Selectable automatic and manual bias control (ABC circuit)



### Functional block diagram



### Specifications – SHF 46213D

Parameter	Unit	Min.	Typ.	Max.	Comment
<b>Optical parameters</b>					
Wavelength range		C- and L-band			
Insertion loss	dB		12	17	connector to connector, maximum transmission without modulation
DC Extinction ratio	dB	20			
Return loss	dB	30			
<b>Electrical and electro-optical parameters</b>					
Electro-optical bandwidth of Data modulator	GHz	25			-3dB optical
Symbol rate	Gsym/s				
RZ-QAM		20		32	
QAM		5		32	
Drive amplifier electrical return loss	dB			-10	
Data				-10	
Clock pulse RZ					
Data input level	V <sub>pp</sub>			0.25	
QAM (linear operation)		0.4		0.9	
QPSK (binary signals, limiting)					
Clock input level (for RZ generation)	V <sub>pp</sub>	0.5		1.2	
Dynamic signal to noise ratio		12	15		measured with SHF 47215 A DPSK-receiver. @ 28Gbps
DPSK-mode, either Data A or B					



## Absolute maximum ratings

Parameter	Unit	Min.	Typ.	Max.	Conditions
Optical input power	dBm			16	
NRZ data amplifier input power	dBm			4	NRZ data
RZ clock driver input power	dBm			5.5	CW

## General specifications

Parameter	Unit	Min.	Typ.	Max.	Conditions
Weight	kg		3.3		
Dimensions	mm		59x213x450		w/o Frontpanel - Connectors
Power consumption	W		20.5		
Operating temperature	°C	10		35	
Electrical data input connectors					male K (2.92mm)
Clock input connector					male K (2.92mm)
Optical connectors					FC/PC <sup>1</sup>

<sup>1</sup> Other connectors available on request.



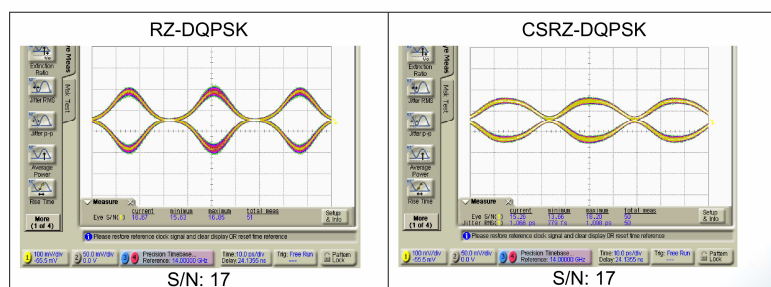
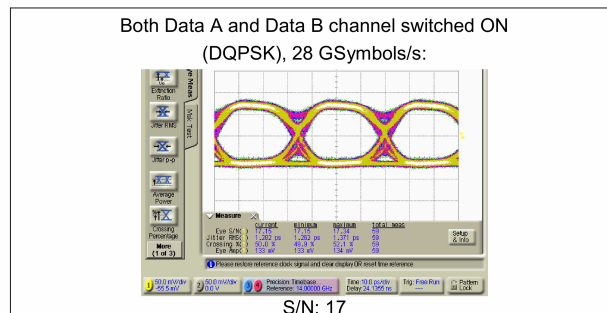
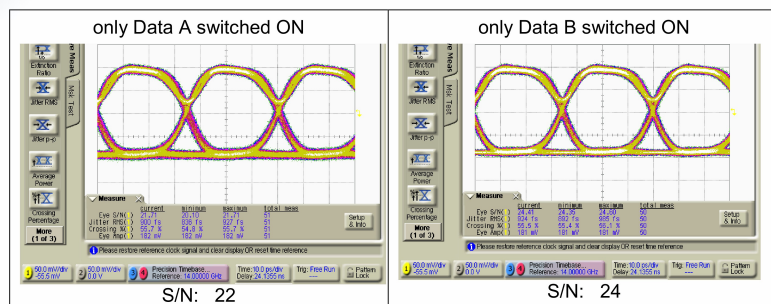
## Test Measurements

### Typical Measurement results

The following equipment was used in obtaining these results:  
 SHF 12103 A Pattern Generator at 28 Gbps, PRBS  $2^{31}-1$   
 SHF 1550DFB Laser source set to 15mW output power @ 1550 nm.  
 AMPAQ EDFA + bandpass filter

Data input levels: 500 mV

Agilent 86100A DCA with 70GHz plugin and precision time base module  
 D(Q)PSK signals detected with SHF 47215 A 28 Gbps DPSK receiver



## **Datasheet de la fibra óptica monomodo**

---

## Corning® SMF-28e+® Optical Fiber

### Product Information




Corning® SMF-28e+® optical fiber is the industry leader in comprehensive single-mode fiber performance for metro and access networks. It is ITU-T Recommendation G.652.D-compliant and fully backward compatible with legacy standard single-mode fibers. SMF-28e+ fiber is built on Corning's solid foundation of quality and proven performance. Since Corning brought the first fiber to market more than 40 years ago, Corning's leadership in single-mode fiber innovation has been unparalleled.

### Optical Specifications

#### Maximum Attenuation

Wavelength (nm)	Maximum Value* (dB/km)
1310	≤ 0.35
1383**	≤ 0.35
1490	≤ 0.24
1550	≤ 0.20
1625	≤ 0.23

\* Alternate attenuation offerings available upon request.

\*\* Attenuation values at this wavelength represent post-hydrogen aging performance.

#### Attenuation vs. Wavelength

Range (nm)	Ref. $\lambda$ (nm)	Max. $\alpha$ Difference (dB/km)
1285 – 1330	1310	0.03
1525 – 1575	1550	0.02

The attenuation in a given wavelength range does not exceed the attenuation of the reference wavelength ( $\lambda$ ) by more than the value  $\alpha$ .

#### Macrobend Loss

Mandrel Diameter (mm)	Number of Turns	Wavelength (nm)	Induced Attenuation* (dB)
32	1	1550	≤ 0.03
50	100	1310	≤ 0.03
50	100	1550	≤ 0.03
60	100	1625	≤ 0.03

\*The induced attenuation due to fiber wrapped around a mandrel of a specified diameter.

#### Point Discontinuity

Wavelength (nm)	Point Discontinuity (dB)
1310	≤ 0.05
1550	≤ 0.05

#### Cable Cutoff Wavelength ( $\lambda_{cc}$ )

$\lambda_{cc} \leq 1260$  nm

#### Mode-Field Diameter

Wavelength (nm)	MFD ( $\mu$ m)
1310	9.2 ± 0.4
1550	10.4 ± 0.5

#### Dispersion

Wavelength (nm)	Dispersion Value [ps/(nm·km)]
1550	≤ 18.0
1625	≤ 22.0

Zero Dispersion Wavelength ( $\lambda_0$ ): 1304 nm ≤  $\lambda_0$  ≤ 1324 nm

Zero Dispersion Slope ( $S_0$ ): ≤ 0.092 ps/(nm<sup>2</sup>·km)

#### Polarization Mode Dispersion (PMD)

	Value (ps/√km)
PMD Link Design Value	≤ 0.06*
Maximum Individual Fiber PMD	≤ 0.1

\*Complies with IEC 60794-3: 2001, Section 5.5, Method 1, ( $m = 20$ ,  $Q = 0.01\%$ ), September 2001.

The PMD link design value is a term used to describe the PMD of concatenated lengths of fiber (also known as PMD<sub>0</sub>). This value represents a statistical upper limit for total link PMD. Individual PMD values may change when fiber is cabled.

#### How to Order

Contact your sales representative, or call the Optical Fiber Customer Service Department:  
Ph: 1-607-248-2000 (U.S. and Canada)  
+44-1244-525-320 (Europe)  
Email: cofic@corning.com  
Please specify the fiber type, attenuation, and quantity when ordering.

PI1463

ISSUED: JULY 2014  
SUPERSEDES: JUNE 2014

TL9000/ISO 9001 CERTIFIED



## Dimensional Specifications

### Glass Geometry

Fiber Curl	$\geq 4.0$ m radius of curvature
Cladding Diameter	$125.0 \pm 0.7$ $\mu\text{m}$
Core-Clad Concentricity	$\leq 0.5$ $\mu\text{m}$
Cladding Non-Circularity	$\leq 0.7\%$

### Coating Geometry

Coating Diameter	$242 \pm 5$ $\mu\text{m}$
Coating-Cladding Concentricity	$< 12$ $\mu\text{m}$

## Environmental Specifications

Environmental Test	Test Condition	Induced Attenuation 1310 nm, 1550 nm, and 1625 nm (dB/km)
Temperature Dependence	-60°C to +85°C*	$\leq 0.05$
Temperature Humidity Cycling	-10°C to +85°C up to 98% RH	$\leq 0.05$
Water Immersion	23°C $\pm$ 2°C	$\leq 0.05$
Heat Aging	85°C $\pm$ 2°C	$\leq 0.05$
Damp Heat	85°C at 85% RH	$\leq 0.05$

\*Reference temperature = +23°C

Operating Temperature Range: -60°C to +85°C

## Mechanical Specifications

### Proof Test

The entire fiber length is subjected to a tensile stress  $\geq 100$  kpsi (0.69 GPa).\*

\*Higher proof test levels available.

### Length

Fiber lengths available up to 63.0 km/spool.

## Performance Characterizations

Characterized parameters are typical values.

Core Diameter	8.2 $\mu\text{m}$
Numerical Aperture	0.14 NA is measured at the one percent power level of a one-dimensional far-field scan at 1310 nm.
Effective Group Index of Refraction ( $N_{\text{eff}}$ )	1310 nm: 1.4674 1550 nm: 1.4679
Fatigue Resistance Parameter ( $N_f$ )	20
Coating Strip Force	Dry: 0.6 lbs. (3N) Wet, 14-day room temperature: 0.6 lbs. (3N)
Rayleigh Backscatter Coefficient (for 1 ns Pulse Width)	1310 nm: -77 dB 1550 nm: -82 dB

CORNING

Corning Incorporated  
One Riverfront Plaza  
Corning, NY 14831 U.S.A.  
Ph: 607-248-2000 (U.S. and Canada)  
+44-1244-525-320 (Europe)  
Email: [cofc@corning.com](mailto:cofc@corning.com)  
[www.corning.com/opticalfiber](http://www.corning.com/opticalfiber)

Corning and SMF-28e+ are registered trademarks of Corning Incorporated, Corning, NY.

© 2014 Corning Incorporated. All Rights Reserved.





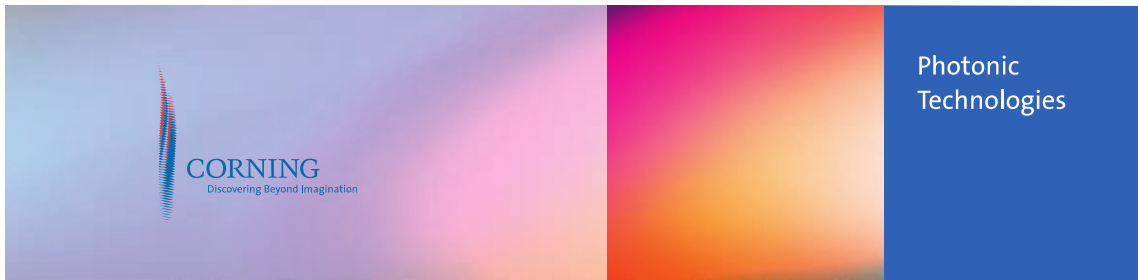
## **Apéndice E**

# **Datasheet de la fibra óptica compensadora de la dispersión empleada**

---

## Corning® PureForm™ Single-mode Fiber DCM® Modules for C-Band

### 100% Dispersion Slope Compensation for Standard Single-mode Fiber



*Based on negative dispersion compensation fiber technology patented and field-proven by Corning, PureForm Single-mode Fiber DCM Modules work hand-in-glove with standard single-mode fibers. Specifically, they complement the transmission characteristics of Corning SMF-28™ fiber and other standard single-mode fibers.*

*PureForm Single-mode Fiber DCM Modules efficiently counteract the effects of chromatic dispersion across the C-Band wavelengths by providing 100 percent dispersion slope compensation.*

*Standard modules are available with 1545 nm center wavelength, and dispersion values from -50 to -2100 ps/nm, in -50 ps/nm increments. Other center wavelength and dispersion values are available upon request.*

#### Applications

- Long-haul and ultra-long-haul communications systems with conventional single-mode fiber, operating in the 1525 nm to 1565 nm wavelength range
- High-bit-rate DWDM systems
- Longer reach metropolitan networks
- Cable television AM video links
- Dispersion fine-tuning

#### Features

- Provides optimized dispersion compensation across the 1525 nm to 1565 nm passband on single-mode fiber (ITU G.652)
- Nominal 100 percent dispersion slope compensation
- Low insertion loss and polarization mode dispersion
- Enhances DWDM system performance by reducing residual dispersion
- Environmentally robust and fully passive
- Variety of module packaging, connector types and pigtail lengths available

### Definition of Dispersion Slope Compensation

To efficiently manage the dispersion and the dispersion slope of a transmission fiber, the design of the dispersion compensating fiber should satisfy the following equation:

$$SC = \frac{\kappa_{NDSF}^{1545}}{\kappa_{DCF}^{1545}} = \frac{\left( \frac{D_{NDSF}^{1545}}{S_{NDSF}^{1545}} \right)}{\left( \frac{D_{DCF}^{1545}}{S_{DCF}^{1545}} \right)} = 1$$

$S_{NDSF}^{1545}$  : Dispersion slope of conventional single-mode fiber @ 1545 nm

$D_{NDSF}^{1545}$  : Dispersion of conventional single-mode fiber @ 1545 nm

Typical Value of  $\kappa_{NDSF}^{1545}$  equals 275 nm

### Key Optical Parameters for Common Module Lengths

Module Description <sup>1</sup>	Measured Dispersion <sup>2</sup> (ps/nm)					
	@1525 nm		@1545 nm		@1565 nm	
	Min	Max	Min	Max	Min	Max
DCM-10-SMF-C	-159	-145	-170	-158	-184	-168
DCM-20-SMF-C	-315	-293	-337	-319	-364	-340
DCM-40-SMF-C	-629	-588	-673	-640	-727	-682
DCM-60-SMF-C	-942	-883	-1009	-960	-1090	-1024
DCM-80-SMF-C	-1251	-1183	-1340	-1286	-1448	-1371
DCM-100-SMF-C	-1560	-1482	-1671	-1611	-1805	-1718

#### Notes:

1. Numbers represent typical spans of conventional single-mode fiber in kilometers.

2. Dispersion is over temperature (-5°C to 70°C).

Module Description <sup>1</sup>	Kappa $\kappa_{DCF}^{1545}$ (nm)	Insertion Loss <sup>2</sup> (dB)		Polarization Mode Dispersion <sup>3</sup> (ps) Max
		Typ	Max	
DCM-10-SMF-C	275 ±25	2.5	2.9	0.3
DCM-20-SMF-C	275 ±25	3.2	3.7	0.4
DCM-40-SMF-C	275 ±25	4.7	5.4	0.5
DCM-60-SMF-C	275 ±25	6.2	7.3	0.6
DCM-80-SMF-C	275 ±25	7.8	9.1	0.7
DCM-100-SMF-C	275 ±25	9.4	11.0	0.8

#### Notes:

1. Numbers represent typical spans of conventional single-mode fiber in kilometers.

2. This is the maximum optical loss incurred, beginning of life, at room temperature and over wavelength range, including one pair of connectors.

3. Average differential group delay over operating wavelength range measured using Jones Matrix method.

Nonlinear Properties

Nonlinear Coefficient ( $n_2/A_{\text{eff}}$ )	$1.4 \times 10^{-20} \text{W}^{-1}$ (Typical)
Effective Area ( $A_{\text{eff}}$ )	$20 \mu\text{m}^2$ (Typical)

Environmental Characteristics

Operating Temperature Range	-5°C to 70°C
Environmental/Reliability Testing	Telcordia GR-2854 Qualified
Storage Temperature Range	-40°C to 85°C

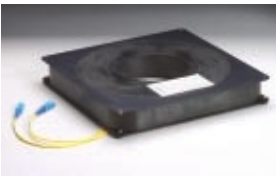
Packaging Options

Package Type <sup>1</sup>	Nominal Dimensions (mm)	Maximum Dispersion Compensation @ 1545 nm (ps/nm)	Module Interface <sup>2</sup> Standard Connector	Standard Pigtail	
				Diameter	Length
F	235 x 235 x 40	-1640	SC/UPC	3.0 mm	1.5 m
G45	224 x 238 x 45	-1360	SC/UPC	Bulkhead	N/A
G95	224 x 238 x 95	-2100	SC/UPC	Bulkhead	N/A
R	250 dia. x 40 <sup>3</sup>	-2100	SC/UPC	3.0 mm	1.5 m

Notes:

- 1. Corning legacy B & D packages available.
- 2. Other pigtail and connector options available.
- 3. Other diameters and heights available.

Package Types



F Packages



G Packages



R Packages

When ordering, please specify the following:

- Fiber to be compensated (standard single-mode fiber)
- Compensated length (km) and/or requisite compensation (ps/nm)
- Package type
- Connector type/pigtail length

# Índice de Figuras

---

1.1	Tráfico de internet en el mundo entero, medido en EB/mes. Fuente: Cisco <sup>TM</sup>	2
2.1	Esquema de un sistema de comunicaciones ópticas IMDD	6
2.2	Esquema del MZM. Fuente: [Ho, 2005]	8
2.3	Esquema de detección directa	10
2.4	Esquema de detección coherente con acoplador a 3 dB	11
2.5	Esquema de detección homodina donde el oscilador local traslada el espectro de la señal óptica recibida a banda base. Fuente: [Kikuchi, 2016]	13
2.6	Esquema de detección heterodina, donde puede observarse el efecto del oscilador local, que desplaza la señal óptica recibida (a) a una frecuencia intermedia (b). Fuente: [Kikuchi, 2016]	13
2.7	Esquema del acoplador direccional, donde puede observarse la notación empleada	14
2.8	Esquema de un receptor coherente balanceado	14
2.9	Esquema de un receptor coherente en fase-cuadratura de una rama	15
2.10	Esquema de un receptor coherente balanceado en fase-cuadratura	16
2.11	Cada uno de los seis recursos disponibles a explotar en las comunicaciones ópticas	17
2.12	Capacidad de canal para cada uno de los tres tipos de canales definidos a lo largo de los años. Fuente: [Xia and Wellbrock, 2013]	18
2.13	Sistema 107 Gbps RZ-QPSK diseñado en [Zhou et al., 2008]. Se trata de un ejemplo de canal tipo 1	19
2.14	Polarization Splitter	19
2.15	Corte transversal e índice de refracción estimado para el diseño realizado en [Soma et al., 2018]	20
3.1	Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones digital.	22
3.2	Constelación de una modulación QPSK sin degradación	23
3.3	Fronteras de decisión correspondientes a una modulación QPSK	23
3.4	Espectro óptico del láser utilizado en el diseño	25
3.5	Diseño del transmisor óptico coherente	26
3.6	Diseño del modulador óptico QPSK para una de las componentes de polarización	27
3.7	Espectro óptico de la señal transmitida a la entrada del canal de transmisión	28
3.8	Espectro de la señal óptica transmitida ampliado en torno a su frecuencia central	30
3.9	Secuencia de bits empleada en el ejemplo descrito	31
3.10	Amplitud de los pulsos generados en su componente en fase (arriba) y cuadratura (abajo)	32
3.11	Esquema de un EDFA	33
3.12	Layout del canal de transmisión diseñado	35
3.13	Mapa de la cobertura de la RedIRIS-NOVA en España a febrero de 2017	37
3.14	Mapa del enlace de fibra óptica diseñado entre las ciudades de Cáceres y Madrid	37
3.15	Diseño del receptor óptico coherente DP-QPSK	39
3.16	Diseño del detector	40
3.17	Diseño del demodulador óptico coherente	41
3.18	Señales eléctrica correspondientes a la entrada y a la salida del filtro gaussiano: componente en fase (arriba) y componente en cuadratura (abajo)	43
3.19	Secuencia binaria recibida que coincide con la que se transmitió en el otro extremo	43

4.1	Diseño del sistema completo: DP-QPSK a 100 Gbps	46
4.2	Ejemplo de un diagrama de ojo sin ninguna degradación en el que se pueden observar sus principales características	48
4.3	Diagrama de ojo donde puede extraerse la probabilidad de error	49
4.4	Constelaciones recibidas para distintos valores de la potencia del láser	51
4.5	Constelación del sistema donde se puede observar la pérdida de seguimiento de fase	52
4.6	Variación de BER frente a la potencia óptica del láser transmisor	54
4.7	Variación de BER frente a la potencia óptica del láser transmisor para distintos valores del factor de ruido de los EDFAs	54
4.8	BER y factor de calidad Q en función del instante de decisión	56
4.9	"Ber pattern" representado sobre el diagrama de ojo II	56
A.1	Logo de la compañía Optiwave dueña del software Optisystem	59
A.2	Concepto de sistema y base de Optisystem	59
A.3	Layout de ejemplo en el que se pueden observar las distintas funcionalidades que permite el software en su menú principal	61
A.4	Project browser de Optisystem	62
B.1	Relación salida a entrada del MZM	67
B.2	Layout en el que se ha realizado la caracterización del MZM	69
B.3	Pulsos asociados a los bits transmitidos a la entrada y salida del filtro gaussiano	70
B.4	Señal y espectro óptico a la salida del MZM para un factor de chirp nulo	70
B.5	Señal y espectro óptico a la salida del MZM para un factor de chirp con $\alpha = 0.6$	71
B.6	Layout utilizado para el análisis del Chirp producido por el MZM	72

# Índice de Tablas

---

2.1	Comparación entre un sistema IMDD y otro coherente	6
3.1	Parámetros de configuración del MZM	28
3.2	Características más importantes de la fibra SMF-28e+	33
3.3	Parámetros típicos de un EDFA	34
3.4	Parámetros de los elementos del canal de transmisión diseñado	34
3.5	Valores de la dispersión medida para la DCF del catálogo de Corning	36
3.6	Parámetros de diseño del receptor DP-QPSK	38
4.1	Parámetros de simulación del diseño completo	47
4.2	Niveles de potencia medidos a la entrada del receptor en diferentes condiciones del sistema	55





# Bibliografía

---

- [Capmany et al., 1998] Capmany, J., Fraile-Peláez, F. J., and Martí, J. (1998). *Fundamentos de Comunicaciones Ópticas*. Editorial Síntesis.
- [Carballar, 2002] Carballar, A. (2002). Curso de doctorado - Sistemas Electrónicos Avanzados para Comunicaciones II.
- [Chaciński et al., 2010] Chaciński, M., Westergren, U., Stoltz, B., Driad, R., Makon, R. E., Hurm, V., and Steffan, A. G. (2010). 100 gb/s ETDM transmitter module. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 16(5):1321–1327.
- [Corning, 2014] Corning (2014). *SMF-28e+*. ITU-T.
- [Freude et al., 2012] Freude, W., Schmogrow, R., Nebendahl, B., Winter, M., Josten, A., Hillerkuss, D., Koenig, S., Meyer, J., Dreschmann, M., Huebner, M., Koos, C., Becker, J., and Leuthold, J. (2012). Quality metrics for optical signals: Eye diagram, q-factor, OSNR, EVM and BER. In *2012 14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*. IEEE.
- [G.652, 2016] G.652, R. I.-T. (2016). *Characteristics of a single-mode optical fibre and cable*. ITU-T.
- [Guan et al., 2014] Guan, P., Kong, D., Røge, K. M., Mulvad, H. C. H., Galili, M., and Oxenløwe, L. K. (2014). Real-time all-optical OFDM transmission system based on time-domain optical fourier transformation. In *Optical Fiber Communication Conference*. OSA.
- [Ho, 2005] Ho, K.-P. (2005). *Phase-Modulated Optical Communication Systems*. Springer-Verlag GmbH.
- [Hossain and Couchman, 2005] Hossain, S. and Couchman, A. (2005). Design of single mode SMF, NZ-DSF and DCF optical fibers. In *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2005*. IEEE.
- [IRIS-NOVA, 2017] IRIS-NOVA, R. (2017). *Conectando la I+D+i española desde 1988*. [https://www.rediris.es/rediris/mm/RedIRIS\\_corporativa\\_2017.es.pdf](https://www.rediris.es/rediris/mm/RedIRIS_corporativa_2017.es.pdf).
- [Jiménez et al., 2017] Jiménez, I., Lopez, D., Pérez-Hernández, A., and Palomino, G. (2017). *Memoria práctica 3 de la asignatura de Fundamentos de Comunicaciones Ópticas*. Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla.
- [Kaminow et al., 2013] Kaminow, I., Li, T., and Willner, A. (2013). *Optical Fiber Telecommunications Volume VIB*. Elsevier Science.
- [Kikuchi, 2016] Kikuchi, K. (2016). Fundamentals of coherent optical fiber communications. *Journal of Lightwave Technology*, 34(1):157–179.
- [Liu et al., 2014] Liu, X., Chandrasekhar, S., and Winzer, P. J. (2014). Digital signal processing techniques enabling multi-tbs superchannel transmission: an overview of recent advances in dsp enabled superchannels. *IEEE Signal Processing Magazine*, 31(2):16–24.
- [Malik, 2013] Malik, A. (2013). Network economics of optical transport networks with soft decision forward error correction technology. *IEEE ANTS*.

- [Ministerio de energía, 2018] Ministerio de energía, t. y. a. d. (2018). *Plan nacional 5G: 2018-2020*.
- [Mizuochi, 2008] Mizuochi, T. (2008). Next generation fec for optical communication. Transparencias pertenecientes a Mitsubishi Electric Corporation.
- [Optisystem, 2018] Optisystem (2018). Página web oficial de optisystem. url: <https://optiwave.com/category/products/system-and-amplifier-design/optisystem/>.
- [Optiwave, 2018] Optiwave (2018). Optical coherent receiver analysis. Transparencias disponibles en su web.
- [Payán Somet, 2014] Payán Somet, F. J. (2014). *Principios de comunicaciones digitales I : fundamentos*. Editorial Universidad de Sevilla-Secretariado de Publicaciones.
- [Penchala Bindushree et al., 2014] Penchala Bindushree, A., Nataraju, A., T V, V., and A S, L. (2014). Design and simulation of qpsk modulator for optic inter satellite communication. 3:402–408.
- [Roig, 1990] Roig, S. O. (1990). *Historia de la telegrafía óptica en España*. Secretaría General de Telecomunicaciones.
- [Salvador and Carlos, UCII] Salvador, V. and Carlos, T. J. (UCII). Dispositivos y medios de transmisión ópticos. In *Universidad Carlos III de Madrid*.
- [Soma et al., 2018] Soma, D., Wakayama, Y., Beppu, S., Sumita, S., Tsuritani, T., Hayashi, T., Nagashima, T., Suzuki, M., Yoshida, M., Kasai, K., Nakazawa, M., Takahashi, H., Igarashi, K., Morita, I., and Suzuki, M. (2018). 10.16-peta-bit/s dense SDM/WDM transmission over 6-mode 19-core fiber. *Journal of Lightwave Technology*, pages 1–1.
- [Xia and Wellbrock, 2013] Xia, T. J. and Wellbrock, G. A. (2013). Commercial 100-gbit/s coherent transmission systems. In *Optical Fiber Telecommunications*, pages 45–82. Elsevier.
- [Zhou et al., 2008] Zhou, X., Yu, J., Du, M., and Zhang, G. (2008). 2tb/s (20×107 gb/s) RZ-DQPSK straight-line transmission over 1005 km of standard single mode fiber (SSMF) without raman amplification. In *OFC/NFOEC 2008 - 2008 Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference*. IEEE.
- [Zweck et al., 2003] Zweck, J., Jr., I. T. L., Sun, Y., Lima, A. O., Menyuk, C. R., and Carter, G. M. (2003). Modeling receivers in optical communication systems with polarization effects. *Optics and Photonics News*, 14(11):30.